

ANÁLISIS DE SISTEMAS OWC-OFDM PARA LA MEJORA EFICIENTE DE SUS PRESTACIONES EN VLC

Trabajo de Fin de Grado de Paula García García
para el Grado de Tecnologías de Telecomunicación

Septiembre 2013



Tutor: Víctor P. Gil

Departamento de Teoría de la Señal, UC3M, España

A mi madre y amigos

*"El éxito no se logra sólo con cualidades especiales.
Es sobretudo un trabajo de constancia, de método y
de organización."*

J.D. SENGET

*"No hay secretos para el éxito. Éste se alcanza
preparándose, trabajando arduamente y aprendiendo
del trabajo"*

COLIN PORREL

RESUMEN

Este Trabajo de Fin de Grado presenta un análisis sobre la mejora de prestaciones de los sistemas OFDM (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales) aplicados a las comunicaciones ópticas inalámbricas.

En primer lugar, se expone el problema actual en el campo de las comunicaciones inalámbricas basadas en RF y se justifica la elección de la tecnología óptica como solución al problema. Más adelante, se revisa el estado del arte de las comunicaciones ópticas inalámbricas. Uno de los puntos tratados, son las aplicaciones para las comunicaciones de interior a corta distancia, entre las cuales destacan las comunicaciones de luz visible (VLC). La modulación que actualmente se estudia para VLC es la Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM).

Una vez presentada la técnica OFDM, se realiza una breve descripción de sus fundamentos, ventajas y desventajas. Del mismo modo, se presenta el sistema OWC-OFDM y en concreto, el sistema IM/DD (Intensity Modulation/ Direct Detection), basado en modulación de intensidad y detección directa de la señal. Entre las técnicas utilizadas para dichos sistemas, se estudia en profundidad las técnicas ACO-OFDM (ACO-OFDM Asymmetrically Clipped Optical OFDM), DCO-OFDM (DC-biased Optical OFDM) y ADO-OFDM (Asymmetrically Clipped DC biased Optical OFDM). A partir de dicho análisis, se plantea mejorar la tasa de error de bit y la potencia de transmisión.

Tras examinar los sistemas OFDM actuales, se describe el diseño alternativo junto con un análisis de señal del sistema propuesto. Este sistema se basa en una combinación entre las características de los sistemas DCO-OFDM y ADO-OFDM.

A continuación, se simula la alternativa planteada en Matlab para conocer su tasa de

error de bit y potencia de transmisión. Por otra parte, se simulan los sistemas mencionados anteriormente junto con la propuesta de este proyecto. De esta manera se comparan las prestaciones en las mismas condiciones de transmisión y recepción.

Finalmente, se analizan los resultados de las simulaciones para comprobar que la alternativa propuesta mejora la eficiencia del rendimiento de los sistemas IM/DD estudiados en el presente proyecto.

ABSTRACT

This Bachelor Final Project presents an analysis about improving OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) systems performance for wireless optical communications.

Firstly, it is described the current problem in the wireless technology based on RF and it is justified why optical wireless communications (OWC) is proposed as a solution. Later, the state of the art in wireless optical communications is reviewed. One of the points mentioned is applications for indoor short-range communications such as visible light communications (VLC). This type of communication modulates signals using Orthogonal Frequency Division Multiplexing technique.

Once OFDM is presented, it is briefly described its fundamentals, advantages and disadvantages. Similarly, the OWC-OFDM system and in particular, the IM/DD system (Intensity Modulation/ Direct Detection) is introduced. Among the techniques used for such systems, it is deeply studied the ACO-OFDM (ACO-OFDM Asymmetrically Clipped Optical OFDM), DCO-OFDM (DC-biased Optical OFDM) and ADO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM DC biased) techniques. From this analysis, it is proposed to improve bit error rate and transmission power.

After reviewing the current OFDM systems, the design of an alternative is described. This alternative is based on a combination of the features of ADO-OFDM and DCO-OFDM systems.

Then, the proposed alternative is simulated in Matlab to get to know its bit error rate and transmission power. On the other hand, the aforementioned systems together with the proposed project are also simulated. Thus, performances are compared under the same conditions of transmission and reception for all systems.

Finally, simulation results are analyzed to examine that the proposed alternative per-

formance improves the efficiency of IM/DD systems studied on this project.

Índice

Resumen	1
Abstract	3
Glosario	X
Agradecimientos	XIII
1. Resumen en Inglés	14
2. Introducción	46
2.1. Descripción del problema	46
2.2. Motivación de la investigación	48
2.3. Objetivos	49
2.4. Metodología y planificación del trabajo	50
2.4.1. Metodología del trabajo	50
2.4.2. Planificación del trabajo	51
3. Revisión del estado del arte	56
3.1. Introducción a sistemas OWC	56
3.1.1. Contexto histórico de OWC	57
3.1.2. Comparación OWC/Radio	58
3.2. Enlaces y configuraciones	60
3.3. OWC tecnologías y áreas de aplicación	62
3.4. Desafíos en OWC	65

3.5. Seguridad y Marco Regulatorio	66
3.6. Conclusiones	68
4. Técnica OFDM	72
4.1. Introducción	72
4.2. Fundamentos básicos	73
4.2.1. Principio de Ortogonalidad	73
4.2.2. OFDM vista como un proceso en bloques	75
5. El sistema OWC-OFDM	81
5.1. OFDM para las comunicaciones ópticas	81
5.1.1. OFDM para OWC usando modulación en intensidad (IM)	82
5.2. Principales problemas	84
5.3. Técnicas de modulación	86
5.3.1. Sistema ACO-OFDM	87
5.3.2. Sistema DCO-OFDM	90
5.3.3. Sistema ADO-OFDM	92
5.3.4. Comparativa y conclusiones	95
6. Sistema OFDM propuesto	100
6.1. Justificación de la solución propuesta	100
6.2. Principios básicos y descripción del sistema	101
6.2.1. Transmisor	101
6.2.2. Receptor	102
6.3. Análisis de señal del nuevo sistema	104

6.4. Comparativa con otras técnicas de modulación	110
6.5. Conclusiones	112
7. Simulación en Matlab del sistema propuesto	116
7.1. Estudio del factor divisor óptimo para diferentes modulaciones	116
7.2. Análisis de prestaciones	121
7.2.1. BER	121
7.2.2. Potencia media de transmisión	124
7.3. Comparación de resultados con otras técnicas de modulación	125
7.3.1. Comparación de BER	125
7.3.2. Comparación de potencia media de transmisión	133
7.4. Conclusiones	137
8. Conclusiones y Futuras investigaciones	140
8.1. Conclusión general	140
8.2. Futuras investigaciones	141
A. Apéndice	144
Referencias	151

Índice de figuras

1.	Diagrama de bloques de un enlace OWC	60
2.	Enlace difuso (modificado de [19])	61
3.	Enlace Quasi Difuso (tomado de [17])	62
4.	Espectro WDM/FDM y espectro OFDM (tomado de [4])	73
5.	Ortogonalidad entre subportadoras(tomado de [24])	74
6.	Pérdida de ortogonalidad e ICI (tomado de [24])	75
7.	Extensión cíclica (tomado de [7])	77
8.	Diagrama de bloques de transmisor OFDM (tomado de [7])	78
9.	Diagrama de bloques de receptor OFDM (tomado de [7])	78
10.	Modelo de diagrama de bloques de un sistema OWC basado en OFDM (IM/DD, Intesity Modulation/Direct Detection)	82
11.	Diagrama de bloques de un transmisor ACO-OFDM (modificada de [2]) .	87
12.	Señales de entrada y salida del bloque <i>Zero Clipping</i> (tomada de [23]) . .	88
13.	Diagrama de bloques de un sistema DCO-OFDM para IM/DD (modifi- cada de [2])	92
14.	Transmisor ADO-OFDM (modificada de [16])	93
15.	Receptor ADO-OFDM (modificada de [16])	94
16.	BER en AWGN vs SNR para ACO-OFDM y la parte ACO del sistema ADO-OFDM (figura tomada de [1])	96
17.	BER en AWGN vs SNR para DCO-OFDM y la parte DCO del sistema ADO-OFDM (Bcd=7 dB) (figura tomada de [1])	96
18.	Esquema de bloques del transmisor del nuevo sistema (modificada de [16])	102

19.	Esquema de bloques del receptor del nuevo sistema (modificada de [16]) .	103
20.	Esquema de generación de la señal del nuevo sistema	104
21.	Efecto del <i>clipping</i> de subportadoras pares e impares	106
22.	Efecto del <i>clipping</i> de subportadoras pares	107
23.	Efecto del <i>clipping</i> de subportadoras impares	107
24.	Gráfica de BER de BPSK, para N=16	117
25.	Gráficas de BER de BPSK, para N=64	117
26.	Gráfica de BER de BPSK, para N=256	118
27.	Gráfica de BER de QAM, para N=16	118
28.	Gráfica de BER de QAM, para N=64	119
29.	Gráfica de BER de QAM, para N=256	119
30.	Gráficas de BER de 16-QAM, N=16 para diferentes factores	120
31.	Gráficas de BER de 16-QAM, N=64 para diferentes factores	120
32.	Gráficas de BER de 16-QAM, N=256 para diferentes factores	121
33.	Gráficas de BER para diferentes modulaciones	123
34.	Gráficas de BER para diferentes valores de N	124
35.	Gráficas de BER de ACO-OFDM y del nuevo sistema para BPSK	126
36.	Gráficas de BER de ACO-OFDM y del nuevo sistema para QAM	127
37.	Gráficas de BER de ACO-OFDM y del nuevo sistema para 16-QAM . .	128
38.	Gráficas de BER de DCO-OFDM y del nuevo sistema para BPSK	130
39.	Gráficas de BER de DCO-OFDM y del nuevo sistema para QAM	131
40.	Gráficas de BER de DCO-OFDM y del nuevo sistema para 16-QAM . .	132
41.	Gráficas de BER de ADO-OFDM y del nuevo sistema para BPSK . . .	134

42.	Gráficas de BER de ADO-OFDM y del nuevo sistema para QAM	135
43.	Gráficas de BER de ADO-OFDM y del nuevo sistema para 16-QAM . .	136
44.	Duración del proyecto, las fases, tareas y subtareas en días laborales (Mi- crosoft Project)	145
45.	Diagrama de Gantt	146

Índice de tablas

1.	Comparison of OWC/RF Communication Technologies	21
2.	Historia de los sistemas OWC (modificada de [18])	58
3.	Desafíos en OWC (modificada de [18])	66
4.	Clasificación de LD	68
5.	Potencia media eléctrica transmitida para QAM	97
6.	Potencia media de transmisión (W)	125
7.	Valores de offset de DCO-OFDM (dB)	130
8.	Potencia media de transmisión de DCO-OFDM (W)	134
9.	Potencia media de transmisión de ADO-OFDM (W)	134
10.	Cálculo de costes de recursos	147
11.	Coste de los equipos utilizados	147
12.	Presupuesto total del proyecto	148

Glosario

ACO-OFDM Asymmetrically Clipped OFDM (Señal Óptica Asimétricamente Recortada)

ADO-OFDM Asymmetrically clipped DC biased optical OFDM (Señal Óptica Asimétricamente Recortada con componente DC)

ANSI American National Standards Institute (Instituto Nacional Americano de Estandarización)

AP Access Point (Punto de Acceso)

BER Bit Error Rate (Tasa de Error de Bit)

BPSK Binary Phase-Shift Keying (Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria)

CDRH Center for Devices and Radiological Health (Centro de Dispositivos y Salud Radiológica)

CENELEC European Committee for Electrotechnical Standardization (Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica)

DCO-OFDM DC-biased Optical OFDM (Señal Óptica con componente DC)

DFT Discrete Fourier Transform (Transformada Discreta de Fourier)

FDM Frequency Division Multiplexing (Multiplexado por División de Frecuencias)

FEC Forward Error Correction (Corrección de Errores hacia Adelante)

FFT Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)

FOV Field of Vision (Campo de visión)

FSO Free Space Optics (Óptica de Espacio Libre)

ICI Inter Carrier Interference (Interferencia entre Subportadoras)

IDFT Inverse Discrete Fourier Transform (Transformada Discreta de Fourier Inversa)

IEC International Electrotechnical Commission (Comisión Internacional Electrotécnica)

IFFT Inverse Fast Fourier Transform (Transformada Rápida Inversa de Fourier)

IM Intensity Modulation (Modulación en Intensidad)

IM/DD Intensity Modulated/Direct Detection (Intensidad Modulada/ Detección Directa)

IR Infrared (Infrarojo)

IrCOMM Infrared Communications Protocol (Protocolo de Comunicaciones Infrarojas)

IrDA Infrared Data Association (Asociación de Datos Infrarojos)

IrMC Infrared Mobile Communications (Comunicaciones Móviles Infrarojas)

ISI Inter Symbol Interference (Interferencia Intersimbólica)

ISM Industrial, Scientific and Medical (Industrial, Científica y Médica)

LAN Local Area Networks (Redes de Área Local)

LD Laser Diodes (Diodos Láser)

LED Light Emitting Diode (Diodos Emisores de Luz)

Li-Fi Light Fidelity (Fidelidad de Luz)

LOS Line of Sight (Línea de Visión)

MPE Maximum Permissible Exposure (Exposición Máxima Permitida)

NLOS Non Line of Sight (Sin Línea de Visión)

OBEX Object Exchange (Intercambio de Datos)

OFDM Orthogonal Frequency Division multiplexing (Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales)

OOK On-Off Keying (Manipulación Encendido-Apagado)

OWC Optical Wireless Communications (Comunicaciones Ópticas Inalámbricas)

PAM Pulse-Amplitude Modulation (Modulación por Amplitud de Pulsos)

PAPR Peak-to-Average Power Ratio (Razón Media de Potencia Pico)

PPM Pulse-Position Modulation (Modulación por Posición de Pulso)

PTS Partial Transmit Sequence (Secuencia de Transmisión Parcial)

QAM Quadrature Amplitude Modulation (Modulación de Amplitud en Cuadratura)

RF Radio Frequency (Radio Frecuencia)

SLM Selected Mapping (Mapeo Selectivo)

VLC Visible Light Communications (Comunicaciones de Luz Visible)

WDM Wavelength Division Multiplexing (Multiplexado por Longitud de Onda)

Agradecimientos

Este apartado se lo dedico a las personas que me han apoyado durante la elaboración de este Trabajo de Fin de Grado.

En primer lugar quisiera agradecer a Víctor P. Gil la oportunidad que me ha brindado para realizar este proyecto y aprender de él, y al Departamento de Teoría de la Señal por permitirle realizarlo.

A mi madre, porque me guía a encontrar los valores necesarios para luchar siempre por aquello que uno quiere. Ella es mi principal figura a seguir y mi principal apoyo para conseguir todo lo que me proponga. Y al resto de mi familia, mis tíos, mi abuela y primos por siempre confiar en mí.

A profesores, desde el colegio a la universidad. En especial a Ana, porque sé que estaría orgullosa de mi trayectoria en la universidad y a Jesús, por motivarme a introducirme en el mundo de las Telecomunicaciones.

Y por último a compañeros y amigos, Isa, Juanjo, Pablo. . . por darme grandes momentos en la universidad y hacer más llevaderos los momentos de estrés y gran carga de trabajo durante toda la carrera.

1. Resumen en Inglés

En este apartado se expone un resumen breve en inglés de los contenidos del presente trabajo de fin de grado.

Introduction

In today's world, telecommunication technologies have become an essential part in daily living. Almost everyone uses a gadget (i.e. laptops, mobiles, tablets) that is based on this new way of communication. Also, these devices allow people to get connected to the world's network through Internet.

Internet is a proof of how fast the digital world is developing with new technologies such as cloud platforms, mobile applications, Internet of the Things (IoT), high-definition TV and so on. Most of these new systems are RF based. This results in a growing demand for bandwidth in RF spectrum. The Next-generation systems communications therefore should be able to offer high capacity and efficient bandwidth usage.

Optical wireless communications (OWC) have been proposed as a solution to this bandwidth allocation problem. OWC systems uses the visible light and infrared spectrum, which is free license. Additionally, it provides other favourable points including high data rates and low cost developments [9]. For all of this reasons, OWC is seen as a new promising and complementary technology to wireless communications.

Researchers are now focus on the optical field looking for new modulation schemes that improves OWC systems' performance. One of this line of work is based on adapting RF modulations such as OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) to OWC area. In this way, optical communications would be provided with RF transmission advantages.

At present, OFDM has been turned to the main subject of the optical researching as it offers multiple services using the available bandwidth efficiently. Nevertheless, there are other drawbacks coming from this modulation. The main problem is the high power peak ratio that OFDM signals present. Because of this, the latest studies search new OFDM techniques that provide a trade-off between transmitted power and used bandwidth.

This project supports the currently researching on the optical wireless communication by studying and designing new possible OFDM modulations constrained to an efficient performance. Basically, the main idea is using a combination of the present optical OFDM techniques for resulting in an improved system. Therefore, this project has the specific aim of finding new schemes which solve this problem.

In general, the main objective on this project is providing an input to the OWC researching that contributes at some extent, to the progress in the optical technology.

Project Motivations

There are several reasons that support the development of this project:

- The project involves a wide range of science subjects such as mathematics, physics, signal theory and programming. So, the project is based on the main courses taught in the Bachelors Telecommunication program.
- The work on this project implies a mapping from the theoretical concepts to the practical part. Learning how to do such associations is a fundamental for a future engineer.
- The topic of the project requires a deep study of the performance of new technologies which become the next generation communications. All this new knowledge is also really attractive for a future telecommunication engineer.

- Matlab programming has been implemented for the project simulations. This software is a frequently used in the engineering field so it is well-considered having experience in it by most of technology companies.

The above points motivate to take this project out and to keep the research with perseverance and hard work.

Project methodology and planning

This section describes the procedure followed for carrying out this project.

First of all, the specific aim of the project is settled once a problem in the optical field is detected. After this, many papers and articles are read for coming up with new ideas and possible new systems. Particularly in this project, the idea of developing a combination system comes from reading the paper called *A novel receiver for ACO-OFDM in Visible Light Communication* written by J.Dang [14].

Once the idea is planned, next step is to design it using Matlab. In this case, a programming logic based on functions is used for implementing the system. So, both transmitter and receiver are programmed in different scripts. Then, the main program calls to each function to get the overall system results.

To analyze and compare the new scheme overcoming's, the current OFDM modulations are also implemented in the main program. This is an efficiency way to compare all systems' performance in terms of computing time.

Note that first simulations are performed with a flat channel ($h=1$) and no noise for checking corrected signal receptions. Additive white Gaussian noise is added to the latter simulations for computing bit error rates (BER). Along with it, average power transmitted is the other output of this program.

Finally, conclusions are taken from the obtained data and it is checked if they follow the defined project goal.

Regarding the project planning, it is listed below the outline of this work. For further details, please see the section 2.4.2.

1. Choosing the project topic.
2. Collecting information and researching on the subject.
3. Setting the main objectives.
4. Planning an idea and defining the specific aims.
5. Specifying the project methodology.
6. Writing the state of art.
7. Designing the idea and programming it with Matlab.
8. Writing chapters 3 and 4.
9. Programming current OFDM techniques.
10. Simulating.
11. Analyzing and comparing system results.
12. Writing chapters 5, 6 and 7.
13. Setting the title of the project.
14. Writing the introduction.
15. Project Scheduling (Gantt diagram).

16. Project Budget.

17. Bibliography.

State of Art

Introduction to OWC systems

In a world of increasing mobility, there is a growing need for people to communicate with each other and have timely access to information regardless of the location of the individuals or the information. To achieve this goal we use wireless communication networks. Wireless communication is the transfer of information between two or more points that are not connected by an electrical conductor.

The radio waves were once the most advanced way of most common wireless technology to communicate. They are used in radar, AM FM radio systems satellites etc. Once the 21st century took hold, their use has diminished due to their disadvantages and also due to the technology being outdated. The range, bandwidth and signal for radio waves are very limited. They are also prone to disruption by almost anything. Certain electronics, storms, and even organic matter can block or distort radio signals, making the broadcast hard to hear over the interference.

Optical wireless communications (OWC) offer a viable alternative to radio frequency (RF) communication for indoor use and for other applications which requires high performance links [9]. Optical wireless technology seems to be ideal for wireless communication systems of the future. It can provide cable free communication at very high bit rates. In indoor optical wireless systems, laser diodes (LDs) or light emitting diodes (LEDs) are used as transmitter and photo-diodes as the receivers for optical signals.

OWC has numerous applications including wireless local area networks, broadband connectivity, satellite communications or visible light communications (VLC). All principle applications will be detailed in next sections.

Regarding the history of OWC systems, the first optical communication system in a wi-

reless channel was the photophone invented in 1890 by Graham Bell. The main optical sources, lasers, were found by the end of 1960s. This discovery boosted OWC communications since the military started to use them for covert communications [11]. From this time onwards, OWC has been researched to find new communications systems such as IR systems, VLC or full duplex outdoor systems that turned into the next-generation communications¹ [15].

RF/OWC comparison

The table 1 summarizes the main differences between OWC and RF systems [18]. For a deeper comparison, see the section 3.1.2.

Link Configuration

Although there are many different optical link architectures, they are commonly classified according four groups [19]:

1. *Directed LOS*: Transmitter and receiver are in sight and there is no obstacle between them. This configuration system is frequently used in point-to-point free-space communications since they offer the fastest data rate over distances up to 5km. Moreover, they require low transmitted power levels because of the narrow beam that the optical displays. Along with it, they are not influenced by ambient light noise and multipath-induced signal distortion. However, there is free-path loss that constrains the data rate.

For indoor applications, directed LOS is not used due to the short coverage signal area. Their mainly applications are based on outdoor communications such

¹See table 2 for further details of OWC history.

Property	RF Systems	OWC System	Effects in IR
Spectrum bandwidth regulations	Yes	No	No allocation approval Global compatibility
Transmitting through walls	Yes	No	Limits system performance
Influenced by raining	Si	No	Shorter range of communication
Influenced by fog/snowing	No	Si	Shorter range of communication
Multipath fading	Yes	No	Simple link designs
Propagation distortion	Yes	Yes	Difficult to deal with at high data rates
Propagation losses	High	High	Limits system performance
Noise Source	Other users	Ambiental noise	Short-range communications
Cost	Expensive	Low	Cost savings
Data rate	Mpbs	Gbps	Larger BW

Tabla 1: *Comparison of OWC/RF Communication Technologies*

as intersatellite communications, university campuses links or last miles access networks.

2. *Nondirected LOS*: This configuration is commonly used in multipoint broadcast communications since it uses wide beam transmitters and wide FOV (*Field of vision*) receivers for getting a broad coverage area. Thus, it is seen as a flexible configuration for indoor applications.

However, the optical beam is blocked by obstacles. This blocking problem is solved by the information coming from objects reflections.

On the other hand, nondirected LOS system requires high power levels as they suf-

fer from optical path losses and multipath-induced dispersion. In this case, multipath propagation does not give rise multipath fading in indoor IR system, however, it does result in intersymbol interference (ISI). Consequently, data rate is limited.

3. *Diffuse*: It usually compounds a transmitter that emits a wide beam directly towards the ceiling. This configuration is applied in indoor OWC systems and in LAN ad-hoc networks as there is no alignment between transmitter and receiver [26]. By contrast, diffuse systems present high propagation losses which are even increased by short-time blocking. This situation is called shadowing.
4. *Quasi Diffuse*: These links combine aspects of directed LOS and diffuse configurations to improve the link throughput. The transmitter illuminates the ceiling with many narrow beams giving rise a grid of spots on it. This way of transmitting results in low path losses. The receiver consists of multiple narrow FOV photo-diodes. Such receivers resists multipath distortion providing a broader communication bandwidth.

The diffuse and quasi-diffuse links described above are shown in the figures 2 and 3.

Application areas

The recent growing of interest in OWC technologies by the communications industry leads to a wide range of applications. These applications are commonly divided for indoor and outdoor.

Outdoor applications are basically used for metro access networks. So that, they are seen as a complement to fibre optics or RF wireless communications. Thus, the main current OWC application fields include [18]:

- *Last mile Access*- OWC is used as a bridge between end-users and fibre optic backbone for giving solution to the bandwidth gap (also called last mile bottleneck).
- *Cellular communication backhaul*- exchanging data from 3 and 4 generation mobiles, to base stations.
- *High definition TV*- transporting TV broadband signals in remote to the central offices.
- *Optical fibre back-up link*- as a back-up against any loss of data in an optical fibre link.

Turning into indoor applications, there also a broad variety. The notable application areas are:

- *Internet access networks*- FSO (*Free Space Optics*) communications access to Internet through an access point and an optical receiver [15].
- *IrSimple, IrMC (Infrared Mobile Communications) and IrCOMM (Infrared Communications Protocol)* - Standards for data mobile exchange developed by the Infrared Data Association (IrDa) [17].
- *OBEX (Object Exchange)*- communication protocol for transmitting binary data by IR systems. Data communications such as Push and Pull are based on this protocol. Although it is also used by Bluetooth technologies [10].
- *VLC (Visible light communications)*- VLC devices use the visible light spectrum instead of the infrared zone. Thus, they illuminate as well as send data at the same time. This dual functionality has resulted in a whole range of applications, for instance: home networking, car-to-car communications or traffic light management.

The VLC technology modulates the current to transmit the information. Therefore, VLC signals need to be real and positive.

Current modulation techniques such as PAM (*Pulse-Amplitude Modulation*), PPM (*Pulse-Position Modulation*) and OOK (*On-Off Keying*) are applied to produce VLC signals. However, these all techniques are single-carrier modulations and present high intersymbol interference (ISI). As a result, researchers are studying new multiple-carrier modulations such as OFDM to be adapted for optical signal requirements [25].

This project complements current studies on OFDM techniques by researching new OFDM modulations that offer a better performance over the already proposed schemes.

Lastly, it should highlight that the new OWC called Li-Fi technology is based on VLC. Because of this, Li-Fi offers Internet access by LED lamps at high data rates becoming complementary to Wi-Fi technologies [22].

Both indoor and outdoor systems have, however, many challenges to overcome. Some of these challenges compromise: weather conditions, blocking and shadowing, or intersymbol interference (ISI), among them. See table 3 for further details.

Safety and Regulations

Depending on the frequency at which IR systems operate, the IR light can injure both the skin and eyes. The damage to the eye is larger since eyes can absorb and concentrate optical energy. For this reason, there are strict eye safety regulations that control the maximum radiant intensity and the maximum permissible exposure (MPE) from IR light resources.

There are various international standards that guide the safety of optical beams, notable among, which are [26]:

- IEC- *International Electrotechnical Commission*- Publishes standards on laser and laser equipment (TC 76).
- CENELEC- *European Committee for Electrotechnical Standardization*– Publishes electrotechnical recommendations.
- CDRH- *Center for Devices and Radiological Health*- Establishes standards for laser and laser equipment that are mandatory by law in EEUU.
- ANSI- *American National Standards Institute*- Brings out standards on laser usage.

Note that the standards are not compulsory to be taken by governments. Each country should establish their own optical safety regulation adopting or not the recommended guidelines.

Conclusions

In conclusion, IR communications are not expected to replace completely RF wireless communications. System requirements will lead to define which technology should be used. This implies that RF and IR technologies are seen as complementary to each other.

Particularly, short-range indoor communications requirements are greatly fulfilled by OWC technology. OWC present different link configurations among which Non-LOS and quasi diffuse links are mainly used for indoor communications. That is due to their low-cost and simply development, and low distortion levels. Finally, LEDs are primarily transmitters for these communications since they are easily controlled and secure.

Introduction to OFDM

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is used extensively in broadband wired and wireless communication systems because it is an effective solution to inter-symbol interference (ISI) caused by a dispersive channel. This becomes increasingly important as data rates increase to the point where, when conventional serial modulation schemes like quadrature amplitude modulation (QAM) or binary phase-shift keying (BPSK) are used, the received signal at any time depends on multiple transmitted symbols. In this case, the complexity of equalization in serial schemes, which use time domain equalization, rises rapidly.

While numerous points of interest of OFDM systems are exceptionally intricate, the essential idea of OFDM is very basic: information is transmitted in parallel on various diverse frequencies, and therefore the symbol period is any longer than for a serial system with identical total information rate. Since the symbol period is longer, ISI influences at most one symbol, and equalization is streamlined. In most OFDM systems any remaining ISI is deleted by utilizing a guard interval known as a cyclic prefix [7].

At the point when frequency division multiplexing (FDM) is utilized as a part of standard remote systems, or wavelength division multiplexing (WDM) is utilized within optical schemes, data is likewise sent on various different frequencies at the same time.

By contrast, there are variety of key differences in the middle of OFDM and these traditional systems:

1. In OFDM the subcarrier frequencies are picked in order that the signals are mathematically orthogonal in excess of one OFDM symbol period.
2. Both modulation and multiplexing are accomplished by using the inverse fast Fourier transform (IFFT) and as a result, the specified orthogonal signals will be

generated exactly and with an efficient method.

In OFDM the spectra of subcarriers overlap. However, the subcarriers can be demodulated precisely (no interference) in a linear channel as OFDM signals are orthogonal. Also, there is no need for analog filtering to divide the received subcarriers. On the contrary, FDM/WDM systems do require analog filters to recuperate the received subcarriers since there are frequency guard bands between them.

On the other hand, OFDM receivers perform the Fast Fourier transforms (FFT) for demodulating and demultiplexing. The range of an individual OFDM subcarrier has a structure so that every OFDM subcarrier has noteworthy side-lobes over a frequency range. That incorporates numerous different subcarriers. This is the reason for one of the main drawbacks of OFDM: it is easily damaged by frequency offset and phase noise [4].

In the figures 8 and 9, it is shown the block diagrams for both conventional OFDM transmitters and receivers.

OFDM-OWC Systems

How signals are generated is the main difference between a conventional OFDM system and an optical system based on OFDM. Non-optical systems transmit data over the electromagnetic spectra so that signals are both reals/imaginaries and having positive/negatives values. On the other hand, optical systems sent information over the current as they are also called IM (*Intensity Modulated*) systems. That implies that signals have to be real and unipolar (non-negative amplitudes).

In conventional RF systems, receivers include local oscillators to shift frequencies. That is not necessary for optical systems though. Also, optical receivers utilize direct detection (DD) to regenerate signals unlike coherent detection used by standard OFDM schemes. The above differences are reasons why OFDM had not been applied to the optical wireless field before. Nevertheless, as it was mentioned in section 1, OWC schemes are very sensitive to ISI, so OFDM modulation is seen as a solution to remove it.

Disadvantages of OFDM for OWC

There are two main drawbacks coming from OFDM applied to OWC systems: high peak-to-average power ratio (PAPR) signals and sensitivity to frequency offset. As OFDM signals consist of a superposition of a variety of independent modulated subcarriers, they may exhibit a high instantaneous signal peak respect to the average signal level. That can result in large PAPR values. PAPR bound in OFDM is given by the equation 7. Large PAPR signals require high linear amplifiers to avoid nonlinear distortions at an expense of rising costs and decreasing efficiency. The current solutions of PAPR are classified as [4]:

1. *Coding techniques* that using particular forward-error correction codes.

2. *Multiple signal representation techniques* based on modifying signal amplitudes to decrease PAP ratios.
3. *Signal distortion techniques* which reduce PAPR simply by nonlinearly distorting the signal at the peaks.

Although, there is not an specific best technique for each OWC-OFDM system, a signal distortion technique known as clipping is usually used in IM/DD systems.

Regarding frequency offset, it causes the loss of orthogonality between subcarriers. Therefore, inter-carrier interference (ICI) is appeared as well as signal noise ratio (SNR) is negatively affected. The loss of orthogonality can be arisen from different factors: frequency mismatching of the transmitter and the receiver oscillators or Doppler shifts in the channel, among others. Synchronization methods are used to estimate the frequency offset and then, to minimize its impact.

IM/DD System

The block diagram given in the figure 1 shows an OWC system, which uses OFDM technique, called IM/DD (*Intensity Modulated/ Direct Detection*) system.

Briefly explained, data is parsed into a block of N complex data symbols, $S(n)$. As it is needed a real signal in time domain, the Hermitian symmetry property is applied to $S(n)$. That gives the vector $X(n)$ of length $2N$ shown in the equation 5. Then, $X(n)$ goes through an inverse fast Fourier transform (IFFT) block of $2N$ points resulting in a real signal $x(n)$ (see equation 6).

A bipolar-unipolar conversion is applied on $x(n)$ and after this, the cyclic prefix (CP) is added. The CP is needed to prevent Inter Carrier Interference (ICI) by transforming the linear convolution to a circular one. The resulting signal is used to modulate the LED intensity and then it is transmitted into the free space.

The receiver is based on a photodetector which converts the optical signal into a electrical signal. The received electrical signal, is then demodulated and demultiplexed by a conventional OFDM receiver. That implies that subcarriers are extracted after coming from the FFT block. Finally, they are mapped following the particular constellation. BPSK, QAM and 16-QAM are commonly used for IM/DD systems.

Depending on how the bipolar-unipolar conversion is carried out, two OWC-OFDM techniques are reported in the literature: asymmetrically clipped optical OFDM (ACO-OFDM) and DC-biased optical OFDM (DCO-OFDM). A combination of both techniques, namely ADO-OFDM (Asymmetrically clipped DC biased optical OFDM), is also detailed on this project. Points of interest of each OFDM system are mentioned in next subsections.

IM/DD-OFDM techniques

As it is mentioned before, there are three main OFDM techniques proposed for optical wireless communications. In this section, it is presented the key points of each modulation scheme. For further theoretical and signal analysis explanations, see the section 5.3.

- ACO-OFDM is one of the suggested OFDM technique. This technique is distinguished by only transmitting data symbols in the odd subcarriers and zero clipping. As a result of zero clipping, the even subcarriers contain a bias signal coming from clipping. This bias signal is also known as clipping noise.

Clipping process also effects on odd subcarriers: their amplitude is divided by 2. Since this factor is known in advance, the information recovery from received signals is straight forward- extracting all odd received subcarriers and multiplying by 2 [5].

- The second modulation scheme is known as DCO-OFDM. In contrast to ACO-OFDM, this modulation method assigns data to all subcarriers—even and odd. To obtain unipolar signals, a predefined offset is added to the OFDM signal. The offset definition is given by 11. It should be carefully determined as high offset values increase the optical transmitted power. After adding the DC bias, any remaining negative value is clipping to zero. The resulting signal is then sent by a LED.

The processing followed to demodulate the signal is the same as a conventional OFDM receiver explained in (IM/DD section).

As conclusion of the DCO-OFDM performance, it depends directly on the added bias: a large bias increases the required power, while a low bias results in clipping noise which limits performance.

- ADO-OFDM is the third modulation scheme. This technique merges ACO-OFDM and DCO-OFDM modulations. For transmitting, the data symbols are carried by the odd and even subcarriers. The odd subcarriers are modulated by following the ACO-OFDM process. Analogously, the even subcarriers conform to DCO-OFDM modulate steps.

One of the advantages of this combination is that the clipping noise falls only on these subcarriers as DCO-OFDM signal consists of just even subcarriers. That allows the odd subcarriers to be demodulated as a standard ACO-OFDM system.

The even subcarriers are estimated by using a new interference method before demodulation. This method computes the clipping noise due to ACO-OFDM (fallen on the even subcarriers) and then it is subtracted from the DCO-OFDM signal.

As it is shown in [16], the new method recovers DCO-OFDM signals with a 3 dB of noise penalty but improves the required optical power.

Comparisons and conclusions

This section concludes making a comparison of the explained OFDM modulation performances:

- As it is seen in the figures 16 and 17, the ACO-OFDM system has the best BER comparing DCO-OFDM and ADO-OFDM schemes. Between DCO-OFDM and ADO-OFDM, DCO-ADO part has a penalty of 3dB but it is balanced by the ACO-ADO part which has the same performance as a conventional ACO-OFM. Consequently, ADO-OFDM has less bit error rate than DCO-OFDM.
- In terms of bandwidth, ACO-OFDM requires double spectrum than DCO and ADO to transmit N data symbols. So, data rate is lower in ACO-OFDM modulation.
- Regarding the average transmitted power, ACO-OFM presents the lowest value as ACO-OFDM signals are divided by 2. DCO-OFDM and ADO-OFDM presents similar results but ADO-OFDM improve the power due its ACO-OFDM part. An example of power results is shown in the table 5.

Proposed OFDM scheme for OWC

This section presents the principal study on this project: an alternative of OFDM modulations for IM/DD systems. Firstly, transmitter and receptor block diagrams are briefly explained along with a signal analysis. Finally, it is made a signal analysis comparison with others OFDM systems.

Transmitter and Receptor

In the figures 18 and 19, it is seen both transmitter and receptor block diagrams. The transmitter is mainly composed of a hermitian symmetry, an IFFT and a clipping blocks. Firstly, bits are mapped into a specific modulation, commonly BPSK, QAM or 16-QAM. This results in a vector of N symbols which is divided by odd and even components. These components are denoted by X_{odd} and X_{even} and have $2N$ length. Both go through a hermitian symmetry and zero inserting block. In this way, the output of the $2N$ -point IFFT block is a real signal in time domain. x_{even} and x_{odd} are added to generate a total signal denoted by x . The signal x has both negative and positive values. Since current is positive modulated, those negative values has to be modified. So, a bias is set to be added to x . This offset is given by the equation . It depends on a predefined factor which is specific for each modulation (i.e. BPSK, QAM or 16-QAM). In case of any remaining below zero value, it is reduced by a zero clipping block. Figures 21b, 22b and 23b show examples of a total biased signal and a total biased clipped signal.

On the other hand, it is also analyzed how clipping effects to signal's components. Figures 21, 22 and 23 detail examples of clipping on even, or odd, or even&odd subcarriers. From these figures, it is concluded that clipping inserts noise, called 'clipping noise', which corrupts much significantly even subcarriers than odd subcarriers. Then, if an appropriated bias is set, noise clipping can be nearly zero on odd subcarries. This makes

possible odd subcarriers regeneration.

Transmitted power is also related to offset values. High offsets implies large signal amplitudes and therefore, high power levels. However, it should be also noted that clipping noise is increased by reducing bias values. Thus, it is needed to find an offset value that rises up a signal recovery at great level and an optimal transmitted power consumption.

Turning to transmitting process again, once signal is positive in time domain, a cyclic prefix is added to eliminate ICI interference. Then, it is converted to analogic and passed through a low pass filter. Finally, it is optically modulated and transmitted to free space.

In reference to the receiving part, it is taken into account an ideal channel with additive white Gaussian noise (AWGN), a flat channel ($h=1$) and a perfect equalization. Thus, the received signal is equal to the transmitted one with AWGN. Also, both AWGN on even and odd subcarriers are considered independent.

The receiver's first part is composed by an optical/electrical converter, an ADC converter, a CP eliminator and a $2N$ FFT block. Once the received signal passes through all of them, its odd and even components are demodulated separately.

Odd subcarriers are demapping directly since it is not scaled by 2 as in other OFDM techniques (i.e ACO-OFDM). This is because not only odd subcarriers are clipped to zero, but both even and odd subcarriers can be clipped as well.

By contrast, even subcarriers are estimated by cancel interference. Firstly, odd subcarriers are translated into time domain, y_{odd} , by a $2N$ point IFFT block. This signal, y_{odd} , is then clipped and subtracted from the received signal. As result, even subcarriers are estimated and denoted by \bar{y}_{even} and translated into frequency domain. This estimated signal \hat{Y}_{even} is given by the formula 20.

Comparison with other OFDM schemes

Turning into other OFDM schemes, they are now compared with the alternative just presented:

- Signal generation follows same steps as DCO-OFDM's transmitter. Nevertheless, DCO's offset are different defined (see equations 11 and 15). Also, DCO-OFDM receivers does not take interference cancelation for demodulating.
- In reference to ACO-OFDM, this alternative does clipping as well. However, it is not only taken effect on odd subcarriers.
- Reception part includes a cancelation interference but it differs from the ADO-OFDM's one. ADO's cancelation method multiplies odd components by 2 and then clips them. That is not performed by the proposed scheme as it only clips odd components.

Conclusions

This section concludes with a performance estimation taking reference to other modulations. Estimations are later checked by Matlab simulations shown in section 7.

- Regarding ACO-OFDM, the proposed scheme has higher amplitudes values. Thus, it is expected that ACO-OFDM would have lower transmitted power levels. Besides, zero clipping in only odd subcarriers implies not having clipping noise in those components. That should result in better BER values. On contrast, ACO-OFDM uses $\frac{1}{4}$ of bandwidth to transmit information. So, the explained alternative would have faster bit rates.

- Comparing with DCO-OFDM, signal generation are similar in both scenarios. From this, it is estimated equal transmitted power values. Offset definition is the only difference between them, but it should not effect to signals amplitudes. It should be noted that before designing this new system the proposed offset formula was seen a possible way of decreasing power levels. Although it does not finally give a power reduction, it is detailed on this project as an alternative way of defining DC offsets. On the other hand, it is expected that interference cancelation method would enhance BER results regarding to DCO.
- With reference to ADO-OFDM, its ACO part should follow ACO-OFDM expectations. For its DCO part, the new system is expected to would have better BER values as DCO part has worse performance than conventional DCO-OFDM systems. In terms of power levels, ADO system should need less power to transmit than the new system. That is consequence of its ACO part which has low amplitudes.

Matlab Simulations

This section details all simulations carried out on this project. Note that simulations are performed using BPSK, QAM and 16-QAM modulations and different number of data blocks (N). These modulations are chosen as they are commonly applied for IM/DD systems.

Firstly, it is presented simulation results of finding the right factor for each modulation. Once this value is known for each modulation, performance simulations are shown by BER graphics. Finally, performance simulation comparisons with ACO/DCO/ADO-OFDM are also explained.

Study of optimal factors

The method for finding the optimal factor is as follows: firstly, random factor values are simulated and then it is selected that one that gives the least bit error rate.

Now, it is briefly presented the results of each modulation (further details are given in section 7):

BPSK In this case, values 2, 2.5 and 3 are simulated to check if any gives zero error.

Figures 24, 25 and 26 represent BER results for N=16, N=64 and N=256 consequently. From them, it is seen that factor of 2 is the right value.

QAM For QAM, same values (2, 2.5 and 3) are simulated. Figures 27, 28 and 29 show BER graphics for 16, 64 and 256 data blocks. As before, factor 2 is selected as the optimal factor value for QAM.

16QAM In case of 16-QAM, values 2, 2.5 and 3 are simulated but none of them gives zero errors. Figures 31b and 30a reflect this results. Thus, other values are selected

-1.25, 1.5 and 2- for reaching zero BER. Finally, as it is seen in subfigures 30b, 31b and 32a that the optimal value is 1.25 for 16-QAM.

Performance simulations

Once it is known the optimal factor for each modulation and number of symbols, simulations of transmitter and receiver are carried out. It should be noted that an ideal channel and perfect equalization are considered for all simulations. These simulations compute bit error rates and transmitted power for each case.

BER

BER results are detailed for each modulation in the following points:

- BPSK: Figure 33a shows how using different number of symbols (N) result in similar BER curves. All of them get zero values around 20 dB. This means that the error probability is quite low when signal to noise ratio is approximately 1.6 (natural numbers). This value is acceptable for optical transmissions.
- QAM: Figure 33b presents similar results to BPSK. All BER curves obtain error zero between 22 dB and 24 dB. This implies also analogous signal to noise ratios to BPSK.
- 16QAM: Figure 33c, shows as in the other cases that BER curves are also quite equivalent among them. By contrast, they get error values for higher signal to noise ratios: 30 dB to 32 dB. Therefore, this modulation has larger probability bit errors than BPSK and QAM.

On the other hand, it is also shown BER curves in the figures 34 but now it is fixed the number of symbols, N . From them, it is clearly seen that 16-QAM has always worse

performance than BPSK and QAM for all N values. This result make senses as 16QAM has higher BER values than BPSK and QAM due to its modulation fundamentals.

In conclusion, from the figures above is shown that BER differences between N values are nearly each other. Thus, in terms of error bit rate it is optimal to use a large number of N. However, transmitted power should be also considered to select this value.

Transmitted power

The table 6 specifies the transmitted power levels for each modulation and number of transmitted symbols. It is seen that power levels increase along with N and the symbol dictionary just as expected.

Comparison with other modulation schemes

This section summarizes the results of comparing the new scheme performance to all techniques detailed in section 7.3.

BER comparison

Following points briefly describe BER results:

- For ACO-OFDM, it is comparing odd subcarriers probability errors (from the new system) with ACO-OFDM bit error rates. Figures 35, 36 and 37 presents simulations results. From them, it is clearly that ACO-OFDM has better performance than the proposed, just as expected. This is because clipping only takes effect on even subcarriers in which no data is transmitted.
- For comparing with DCO-OFDM, firstly it is computed the DCO offset corresponding to the predefined optimal factor of the new system. Calculations are shown in

the equation 21. In this way, it is known DCO-OFDM performance's with the offset of the proposed technique. The table 7 summarizes the results of these calculations.

Once DCO offset is known, even subcarrier and DCO probability bit errors are simulated noting the difference in number of bits. For DCO the number of bits is given by $(N - 1) \times m$, where m is bits per symbol, and for the even subcarriers $Nbits_{even} = (\frac{N}{2} - 1) \times m$ accordingly. Simulations results are seen in figures 38, 39 and 40. As expected, the new systems has better BER values than DCO for all simulated cases. Consequently, it is shown that interference method does improve BER performance.

- For the case of ADO-OFDM, the DCO part of ADO-OFDM systems is comparing with the even subcarriers and both have same number of bits. Figures 41, 42 and 43 present BER results. They follow the mentioned expectations as the DCO part of ADO-OFDM has worse performance than DCO-OFDM due to zero clipping in the ACO part. By contrast, the new system does not clip at zero and thus, it does not have such clipping noise as ADO. That results in a better performance of the interference cancelation method.

Transmitted power level comparison

In terms of power, tables 8 and 9 shows DCO-OFDM and ADO-OFDM transmitted power results. ADO power levels are lower than the proposed system's values since ACO-ADO part has much smaller amplitudes. Comparing with DCO-OFDM, both have similar levels as signal generation is equivalent. Thus, the new offset definition does not effect to power levels.

Conclusions

After analyzing all simulation results, it is seen that the new proposed system improves BER performances with regard to DCO-OFDM and ADO-OFDM. Consequently, it is shown that the interference cancelation method in the receiver gets rid of clipping noise coming from odd subcarriers. That allows lower bit error rates than DCO-OFDM.

Transmitted power level results are close to DCO and higher than ADO levels just as expected. As it is previously mentioned, that is because of following same signal generation (both DCO and the new system).

In conclusion, this new scheme meets the specific objectives of this project: improving any performance of OFDM systems for OWC.

Final Conclusions and future research lines

To conclude this project, final conclusions are detailed to give an overall view. Besides, it is suggested some future research lines coming from this project.

Final Conclusions

This Bachelor Final Project presents a new OFDM modulation scheme for optical wireless communications. The proposed system is based on other modulations fundamentals as DCO-OFDM and ADO-OFDM. Specifically, it is modified the DC offset formula and the interference cancelation of ADO-OFDM. That results in a better performance than current techniques.

Before planning and designing, a depth study of OFDM modulations for IM/DD systems was taken. This was a long-time process as it is the base of this project.

Over the project, other two schemes were analyzed but they failed in getting successful results of BER performance. Therefore, it is justified why those solutions had not been presented on this project.

Regarding to Matlab usage, all scripts were carefully implemented for not given up errors. Besides, computations and simulations took long time for getting results.

With reference to defined objectives, both are successfully achieved. Improved BER performance and interference cancelation method contribute to new developments in OWC meeting then, the specific and general objectives of this project.

As an overall conclusion, all parts that researching requires were carried out from this project for giving rise up to new highlighted inputs to optical wireless communications.

Future Research Lines

From this project, different study lines can be carried out to continue researching on performance improvements in OFDM modulations for OWC.

The following points suggest possible paths for future work:

- It would be interesting to keep mixing currently OFDM modulations to find better results in both power levels and BER values.
- Although in this project is presented a signal analysis of the alternative, a deeper study on signal reception and cancel method could be carried out. In this way, better understanding and possible future applications could be arisen.
- Analyzing how this alternative performs in OWC channels for indoor communications. In this case, real effects as room movement's or shadows could be taken into account.
- Applying other PAPR algorithms to the proposed transistor to get to know receptor's performance.
- Applying synchronization algorithms and error coding to analyze if the receiving part is improved.

2. Introducción

2.1. Descripción del problema

El amplio y rápido desarrollo de las telecomunicaciones ha producido que este tipo de tecnologías se hayan convertido en una parte esencial de la vida diaria de personas en todo el mundo. Tales son su importancia y magnitud, que hoy en día no se concebirían tiempos posteriores sin ningún tipo de relación con ellas.

Diversos ámbitos de la ciencia están implicados en el avance de las telecomunicaciones. Disciplinas antiguas como la física o las matemáticas, y nuevas materias de estudio como la teoría de la señal, la electrónica y la informática, constituyen la base para el desarrollo de la tecnología más puntera en este campo.

La velocidad con la que evolucionan las comunicaciones digitales es tal que, diariamente se descubren nuevos dispositivos y aplicaciones que permiten transmitir la información de manera diferente. Todos ellos, directa o indirectamente, dependen de la tecnología esencial del Siglo XXI: Internet.

El incremento exponencial del número de usuarios a la red y de nuevas conexiones provenientes de dispositivos y plataformas, como las nubes, están causando una gran demanda de ancho de banda del espectro. Como resultado, los estudios actuales en tecnologías de comunicaciones están orientados a conseguir sistemas capaces de soportar múltiples servicios en el mismo ancho de banda.

Los sistemas inalámbricos de conexión a la red son los que ofrecen la posibilidad de transmisión múltiple. Actualmente, este tipo de comunicaciones inalámbricas se propagan a través de la banda de radio frecuencias (RF) del espectro electromagnético. En consecuencia, la zona RF del espectro se encuentra altamente demandada y la asignación de frecuencias es cada vez más complicada y costosa en dicha banda.

Una de las soluciones para frenar la alta utilización de la zona RF, es el empleo del espectro de luz visible e infrarrojos (IR) para el envío de datos. En términos de gestión del espectro, la zona de infrarrojos ofrece grandes anchos de banda, los cuales a día de hoy no se encuentran regulados. Este hecho determina que sea un recurso asequible en donde poder desarrollar las futuras comunicaciones. En consecuencia, las comunicaciones ópticas, tanto por medios guiados (fibra óptica) como inalámbricos (OWC, *Optical Wireless Communications*) se plantean como la tecnología futura capaz de ofrecer grandes velocidades de transmisión de datos de manera eficiente en uso del espectro.

Una de las principales líneas de investigación en las comunicaciones ópticas inalámbricas, es la adaptación de técnicas de modulación usadas en las comunicaciones digitales al ámbito óptico. Un ejemplo de ello es la técnica OFDM. Esta modulación ofrece numerosas ventajas (ver sección 4.1) en las comunicaciones RF que se intentan aplicar también a OWC.

Recientes estudios plantean nuevas modulaciones, basadas en OFDM, que cumplen con las condiciones de generación de señales ópticas. No obstante, la utilización de OFDM en el campo óptico tiene diferentes desventajas (ver sección 5.2). La más notable es la alta relación de la potencia pico a la potencia media (PAPR) de transmisión de la señal modulada. Esto dificulta la elección de un punto de trabajo en potencia. Como consecuencia, se están investigando nuevas modulaciones capaces de presentar un compromiso entre la potencia media de transmisión de señal y el uso eficiente del ancho de banda.

El proyecto propuesto se basa en la investigación, análisis y simulación de alternativas basadas en la técnica de modulación OFDM, adaptada a las comunicaciones ópticas, que consigan mejorar las prestaciones de los sistemas de modulación ya desarrollados en este ámbito.

2.2. Motivación de la investigación

La investigación propuesta en este proyecto agrupa un amplio rango de aspectos estudiados en el grado de Tecnologías de Telecomunicaciones y ofrece la posibilidad de llevarlos a la práctica mediante la simulación. Este punto, saber cómo aplicar los conceptos teóricos al campo experimental es quizás, el más importante para el desarrollo de las competencias de un futuro graduado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación.

El proyecto trata de un tema puntero y actual, que está en pleno avance y progreso. Esto produce gran atracción a la hora de su estudio y elaboración. Además, aporta especial motivación el saber que esta investigación pueda ayudar a mejorar, en cierta medida, el futuro de esta tecnología.

Las materias esenciales que engloban esta investigación se basan en la teoría de la señal y su aplicación a las comunicaciones digitales, la electrónica con el estudio de los sistemas ópticos y la programación con el uso del lenguaje Matlab para las simulaciones. El estudio de estas materias da como resultado un proyecto completo que trata muchos de los puntos más importantes de la teoría de las telecomunicaciones.

No obstante, este trabajo de fin de grado supone adentrarse en un proyecto de investigación de una materia hasta el momento no conocida. Del mismo modo, conlleva a enfrentarse a los aspectos más duros de la investigación como son: largas horas de reflexión y estudio para dar lugar a ideas, desarrollo de numerosas pruebas, y el análisis de gran cantidad de datos. Pese a esto, el aprender a cómo afrontarse a un proyecto de tal relevancia da lugar al conocimiento de nuevas metodologías y de experiencia de gran valor para el desarrollo profesional futuro del alumno.

Por otro lado, como bien se ha mencionado, durante la realización del proyecto se utiliza el lenguaje de programación Matlab. El conocimiento sobre este lenguaje era escaso. Por

tanto, gracias a la parte práctica del proyecto se desarrollan competencias en una herramienta muy útil y utilizada actualmente para un amplio rango de ciencias (estadística, física, medicina, etc.).

Todos los motivos expuestos dieron lugar al estudio de este proyecto con el cual se ha obtenido una gran satisfacción personal debido al esfuerzo y tenacidad que se necesitaron para su elaboración.

2.3. Objetivos

El objetivo específico de este Trabajo de Fin de Grado es la mejora eficiente de las prestaciones que ofrecen actualmente los sistemas de modulación OFDM aplicados a las comunicaciones ópticas inalámbricas.

Para lograr este objetivo, se plantea la idea de crear alternativas a las técnicas de modulación ya existentes. Dichas alternativas se basan en combinaciones o modificaciones de las técnicas actuales.

Las prestaciones a mejorar por este nuevo planteamiento engloban las cuestiones más delicadas que determinan el desempeño de este tipo de sistemas: la probabilidad de error de bit (BER), la velocidad de transmisión y el ancho de banda utilizado, y la potencia media de transmisión. Por tanto, el estudio de estas materias da como resultado un proyecto completo que trata muchos de los puntos más importantes de la teoría de las telecomunicaciones.

Este proyecto se comienza con la realidad de conocer de antemano que no se garantiza lograr una mejora en todas las prestaciones mediante un nuevo sistema. Sin embargo, el objetivo global del proyecto se satisface con aportar un avance o abrir una nueva línea de investigación para el futuro de las comunicaciones ópticas inalámbricas.

2.4. Metodología y planificación del trabajo

2.4.1. Metodología del trabajo

La definición de la metodología que se va a seguir es un punto importante puesto que establece cómo se van a lograr los objetivos. Para el desarrollo de este proyecto se siguen los pasos característicos de la investigación científica:

1. Definición del objetivo específico del proyecto a partir del planteamiento de un problema.
2. Desarrollo de una idea/ formulación de hipótesis a través de la lectura de documentación bibliográfica sobre el tema.
3. Diseño y simulación de la idea para la toma de datos.
4. Análisis y comparación de datos.
5. Conclusión sobre los resultados obtenidos.

Estos puntos aplicados al proyecto planteado engloban los siguientes detalles:

El objetivo específico del proyecto, anteriormente expuesto, es la mejora del rendimiento en las técnicas de modulación OFDM aplicadas a OWC mediante la creación de un nuevo sistema de modulación o una transformación de los ya existentes.

La idea del diseño de nuevas alternativas/sistemas vinieron a raíz de la lectura del paper ‘*A novel Receiver for ACO-OFDM in Visible Light Communication*’ [14]. A partir de la información expuesta en dicho artículo, se pensó la posibilidad buscar nuevos sistemas que mejorasen especialmente la alta razón media de potencia pico de los sistemas OFDM. Para el diseño y la simulación de las alternativas en Matlab, se requieren de conocimientos del uso de la herramienta en el campo de las comunicaciones digitales. Por tanto,

la primera vez que se sigue la metodología de trabajo y previa a la fase de diseño, se estudia y se lee documentación sobre las aplicaciones específicas de Matlab para OWC. Una vez obtenido los conocimientos sobre el empleo de Matlab, se diseña cada alternativa por bloques, transmisor y receptor. Los bloques se programan utilizando una lógica por funciones, esto es, en scripts diferentes para unirlos en una función/programa principal. De esta manera se ejecuta el programa desde la función principal que llama a la función de cada bloque.

Para las primeras simulaciones de las alternativas, se utiliza un canal plano ($h=1$) y sin ruido. Así se comprueba que no existen errores en la recepción (BER, la tasa de bit de error es cero). Una vez que el sistema simulado está libre de errores, a las posteriores simulaciones se les añade ruido blanco aditivo gaussiano para calcular las gráficas de tasa de error de bit (BER). También se calcula la potencia media de transmisión de la señal generada.

Una vez se tienen los datos obtenidos de la simulación, se procede a realizar un análisis de los mismos. El análisis consta de dos partes: primero se reflexiona sobre su relación con la parte teórica de la materia y seguidamente se comparan con las prestaciones de los sistemas ya existentes. Para obtener estas prestaciones, se simulan también los sistemas de OFDM actuales en Matlab.

Por último, se comprueba que las conclusiones del análisis cumplen con los objetivos predefinidos.

2.4.2. Planificación del trabajo

La organización del proyecto de Fin de Grado se ha realizado siguiendo la metodología previamente detallada de la siguiente manera:

1. Elección y delimitación del tema del proyecto.

2. Periodo de recopilación de bibliografía sobre los temas a tratar: la técnica OFDM, OWC y las técnicas actuales de modulación para OWC. La mayor parte de los artículos y documentación se obtienen de la web IEEE desde el acceso proporcionado por la Universidad Carlos III. También se han recogido artículos de libre acceso publicados en la plataforma web Optics InfoBase.
3. Tras obtener la información necesaria y realizar su lectura, se definen los objetivos generales del proyecto.
4. Se formula la hipótesis preliminar y se fijan los objetivos específicos.
5. Se establece la metodología a seguir en el proyecto.
6. Se redacta el capítulo 2, referente al estado del arte de los sistemas OWC. En este capítulo se realiza una definición de los sistemas OWC, se compara con los sistemas RF y se presenta un resumen del contexto histórico, los enlaces, aplicaciones, desafíos y del marco regulatorio.
7. Posteriormente, se escribe el capítulo 3 basado en la técnica de modulación OFDM. En él, se resumen sus fundamentos y se describe el sistema como un proceso a bloques.
8. Se lleva a cabo los primeros puntos de la metodología definida:
 - a) Diseño de la idea formulada.
 - b) Obtención de conocimientos sobre Matlab.
9. Se redacta el capítulo 4, Sistema OWC-OFDM. En este capítulo se escribe sobre las aplicaciones de OFDM en las comunicaciones ópticas, las desventajas de su utilización y se describen las técnicas actuales de modulación OFDM para OWC.

10. Se sigue con la metodología de trabajo:
 - a) Programación del diseño en Matlab.
 - b) Simulación del diseño.
 - c) Programación de las técnicas actuales en Matlab.
 - d) Análisis y comparación de resultados.
 - e) Conclusión sobre los resultados.
11. Se presenta y se describe la alternativa propuesta en el capítulo 5. Se realiza un análisis de señal.
12. Se escribe el capítulo 6, con los resultados de las simulaciones. Se muestran las gráficas y datos obtenidos de las prestaciones del nuevo sistema junto con las prestaciones ofrecidas por los sistemas actuales.
13. Redacción de conclusiones de las simulaciones, y líneas futuras de investigación en el capítulo 7.
14. Se escribe la Introducción.
15. Se determina el título del proyecto.
16. Se planifica el cronograma del proyecto (Diagrama de Gannt).
17. Se calcula el presupuesto.
18. Resumen en Inglés del proyecto.
19. Se organiza la bibliografía.

3. Revisión del estado del arte

3.1. Introducción a sistemas OWC

Las comunicaciones de corto alcance es uno de los campos más relevantes y de mayor desarrollo de las comunicaciones inalámbricas. Las primeras formas de comunicación inalámbrica fueron basadas en ondas de radio frecuencia (RF). Sin embargo, el uso de sistemas basados en RF está limitado y no es posible en todos los escenarios debido a las restricciones que presentan en la disponibilidad de ancho de banda, el alcance, la intensidad de la señal y la costosa obtención de licencias.

Una tecnología prometedora que se presenta como complementaria a las comunicaciones de radio frecuencia de corto alcance es la comunicación óptica inalámbrica (OWC). Este tipo de comunicación se basa en la transmisión de información por la propagación de la luz visible o infrarroja en la atmósfera. La zona del espectro electromagnético usada por este tipo de comunicación no se encuentra regulada. Por tanto, los sistemas OWC ofrecen gran disponibilidad de ancho de banda sin necesidad de licencias de espectro suponiendo un ahorro en costes. Además, ofrecen la transmisión de datos a velocidades muy altas [9].

Sin embargo, existen diversos aspectos que dificultan el rendimiento de los sistemas ópticos de corto alcance, también llamados *indoor*. Entre estos impedimentos encontramos las limitaciones de velocidad de los componentes opto eléctricos, altas pérdidas en la trayectoria (*path losses*), ruido e interferencias introducidos por otras fuentes de luz artificiales y la limitación de la potencia media transmitida. Esta limitación en potencia transmitida se debe al alto consumo de energía para transmitir y a la prevención de posibles daños en los ojos [26].

Por otro lado, las comunicaciones ópticas inalámbricas son también objeto de estudio

para el envío de datos a largo alcance. La utilización de láseres para comunicación entre tierra-satélite y satélite-satélite son algunas de las aplicaciones que hoy en día se investigan.

En las siguientes secciones se presenta el contexto histórico de OWC 3.1.1, se compara los sistemas RF y OWC 3.1.2, y se realiza un análisis de los enlaces y configuraciones de estos sistemas. En concreto, se describe detalladamente la comunicación óptica de luz visible (VLC, véase 3.3). Por último, se explican las principales tecnologías y áreas de aplicación, los desafíos y la seguridad y regulación en OWC (sección 3.5).

3.1.1. Contexto histórico de OWC

El uso de emisores ópticos para transmitir información ha sido empleado desde la antigüedad. Homero, en la Iliada, discute el uso de señales ópticas para transmitir un mensaje sobre la disputa griega de Troya en el siglo aproximadamente 1200 AC. Sobre el 800 AC, los Griegos y Romanos, emplearon las balizas de fuego para la señalización a largas distancias, y en 150 DC los indios americanos emplearon balizas de humo para el mismo propósito. Otras técnicas de señalización fueron inventadas a principios de 1790, donde Claude Chape, en Francia, inventó el telégrafo óptico, el cual constituía redes de telecomunicaciones configuradas por torres espaciadas a intervalos regulares. Estas torres transmitían mensajes gracias a que tenían ingenios móviles que podían adoptar diferentes posiciones, cada una relacionada con una letra. Sin embargo, se determinó que el primer dispositivo inalámbrico de comunicación óptica fue el *photophone* inventado por A.G.Bell en 1880.

El futuro de OWC cambió en 1960 con el descubrimiento del láser como fuente óptica principal. A partir de este momento y en adelante, OWC ha sido objeto de estudio por los militares para las comunicaciones secretas. Además, esta tecnología ha despertado

especial interés para aplicaciones espaciales por la NASA y ESA [11].

Los últimos años de estudio en OWC han estado centrados en las comunicaciones *indoor* (1979) y la transmisión de datos por infrarrojos (IR). Se ha llevado a cabo un amplio proceso de estandarización de estas nuevas tecnologías y el especial interés por las comunicaciones de luz visible (VLC). Este proceso se explica en la sección 3.3.

A día de hoy, los estudios se centran en el incremento de la velocidad de transmisión a 100Gbps para las redes de acceso, y en la nueva tecnología Li-Fi. Esta tecnología permitirá nuevos *hot spots* basados en la transmisión de datos a través de diodos emisores de luz (LEDs) [15].

La tabla 2 muestra de manera concisa la historia de OWC.

Fecha	Sistemas/Dispositivos/Estándares
800 AC	Balizas de fuego-Griegos y Romanos
150 AC	Señales de humo-Indios
1790s	Telégrafo Óptico-Claude Chappe
1880	Photophone-Alexander Graham Bell
1960	Láser
1970s	OWC para fines militares
1979	Sistemas OWC para comunicaciones indoor
1993	Estándar para las comunicaciones IR
2003	Consortio de VLC
2008	Estándar Global para redes domésticas de VLC e IR
2009	IEEE802.15.7- Estándar en VLC
2013	Tecnología Li-Fi

Tabla 2: *Historia de los sistemas OWC (modificada de [18])*

3.1.2. Comparación OWC/Radio

La comunicación radio inalámbrica para corto alcance en áreas pequeñas tiene limitaciones de velocidad para los usuarios finales.

Para las RF LAN (Redes de Área Local, *Local Area Networks*) se usan las bandas de espectro no regulado operando a 2.4 GHz ISM, que alcanzan velocidades de 1-2 Mbps; 5.7 GHz con una velocidad de aprox. 20 Mbps; y la propuesta de usar 17 GHz y 60 GHz que proporciona velocidades más altas. Además los canales RF permiten cobertura total entre habitaciones, tolerando los obstáculos.

Por el contrario, para altas frecuencias la propagación RF se convierte más sensible a obstáculos en línea de vista, y los componentes utilizados se encarecen con respecto a los utilizados en bajas frecuencias. Por tanto, para altas frecuencias las ventajas clave de movilidad, cobertura y sensibilidad que ofrecen los receptores RF en bajas frecuencias desaparecen.

Por otra parte, los sistemas OWC (de corto y largo alcance) utilizan un amplio rango de bandas de espectro libre, desde 700-10.000 nm, que ofrecen enlaces con velocidades de 2.5 Gbps por longitud de onda y con un alcance de hasta 5km.

Si nos centramos en las comunicaciones de corto alcance, según las especificaciones IEEE 802.11, la capa física de IR (Infrarrojos), puede ofrecer hasta velocidades de 2 Mbps. Según la estandarización de la IrDA (*Infrared Data Association*), para enlaces cortos de 1-8 m, las velocidades pueden ir desde los 2.5 kbps a los 16 Mbps [8]. Con estos datos, se demuestra que los sistemas ópticos presentan velocidades altas.

La tecnología óptica ofrece la posibilidad de poder reutilizar las portadoras de transmisión, ya que la interferencia entre ellas resulta despreciable. Como consecuencia, se consigue aumentar el ancho de banda para la transmisión en estas comunicaciones. Y como se expone previamente, se presenta como solución a la baja capacidad ofrecida por los sistemas RF, insuficiente para el constante crecimiento de demanda que requieren los usuarios finales.

Estos dos tipos de sistemas pueden ser vistos en ciertos escenarios como complemento uno

del otro en vez de ser suplementarios. Por ejemplo, para la conexión entre redes WANs y LANs, los sistemas OWC presentan velocidades de transmisión altas que pueden dar solución al problema de cuello de botella que se produce en el acceso entre ambas redes.

3.2. Enlaces y configuraciones

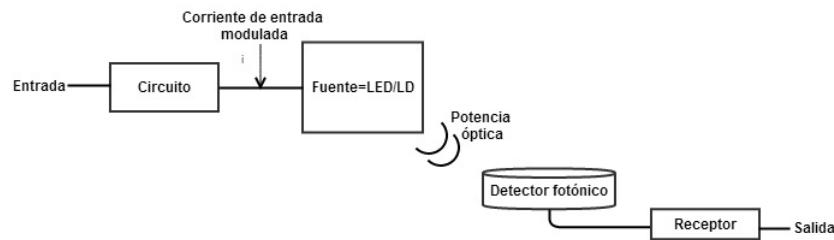


Figura 1: Diagrama de bloques de un enlace OWC

La figura 1 muestra una configuración muy simple de un sistema OWC, donde tanto los LED (*Light Emitting Diodes*) como LD (*Laser Diodes*) se utilizan como fuente. Sin embargo, existen numerosas maneras de agrupar las distintas configuraciones de enlace. Normalmente, éstas se agrupan en cuatro grupos [19]:

1. LOS Directo
2. LOS No directo
3. Difuso
4. Quasi Difuso

Los cuatro grupos pueden combinarse entre sí dando lugar a variaciones híbridas. A continuación se describe brevemente cada configuración remarcando las topologías utilizadas para corto alcance.

LOS Directo- es normalmente utilizada para enlaces punto a punto en comunicaciones *indoor* y mayormente *outdoor*. El haz óptico es concentrado y muy estrecho, por lo que requiere baja potencia. Este tipo de enlaces ofrecen velocidades muy altas (a distancias cortas) y está limitada a las pérdidas en el espacio libre y no a los efectos de dispersión multimodal. No obstante, los enlaces LOS poseen desventajas para enlaces indoor. Entre ellas destaca la pequeña área de cobertura que ofrece y que no permite usuarios móviles debido al alineamiento necesario entre emisor y receptor.

LOS No directo- es la topología más flexible para las comunicaciones indoor, ya que permite comunicaciones punto-multipunto, ofreciendo una amplia área de cobertura. No requiere alineación de emisor/receptor y soluciona el problema de bloqueo de obstáculos gracias a la información proporcionada por los reflejos de objetos de dentro de la habitación. Pese a estas ventajas, esta configuración requiere de alta potencia de transmisión debido a las grandes pérdidas de propagación y de ISI (interferencia intersimbólica) como resultado de la propagación multicamino.

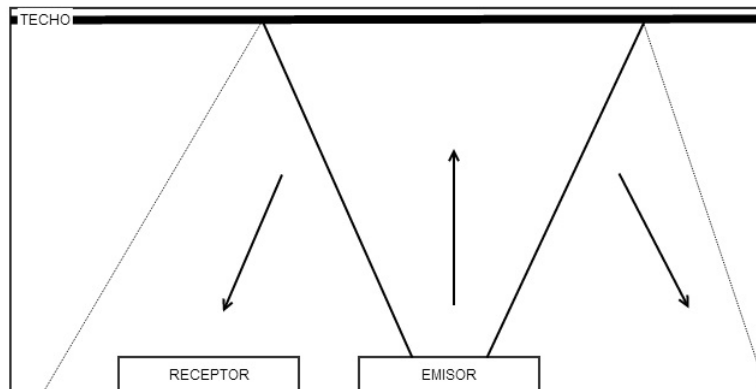


Figura 2: *Enlace difuso (modificado de [19])*

Enlace difuso- en este caso el emisor radia la potencia óptica hacia el techo, ésta se refleja y llega al receptor (ver figura 2). Esta topología, para enlaces de corto alcance, no necesita de una alineación perfecta entre emisor y receptor. Tampoco se ve afectado

por el bloqueo de otros objetos que estén en la trayectoria de transmisión. Esto permite una gran movilidad a los usuarios pero a expensas de altas pérdidas de propagación. Por otro lado, esta configuración presenta ISI, dispersión, y degradación de la tasa de error de bit (BER). Como consecuencia de estos factores, los enlaces difusos necesitan de potencias ópticas altas de transmisión [26].

Quasi Difuso- en este sistema, el trasmisor emite haces estrechos al techo en donde se forman una malla de pequeños *spots*. Cada *spot* se consideraría como el emisor de una configuración LOS directa. Por tanto, esto reduce las pérdidas en el trayecto y aumenta la relación señal/ruido (SNR) (véase figura 3).

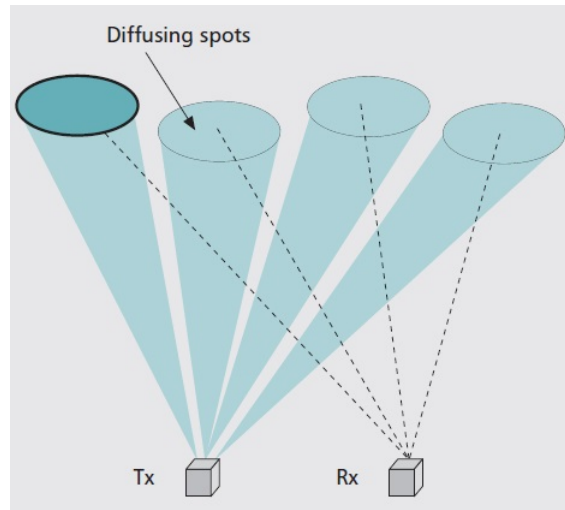


Figura 3: *Enlace Quasi Difuso (tomado de [17])*

3.3. OWC tecnologías y áreas de aplicación

En los últimos años la industria tecnológica ha aumentado el interés por los sistemas OWC. Este hecho ha dado lugar a nuevos y diversos ámbitos de aplicación de estas tecnologías.

Los sistemas OWC *outdoor* se aplican fundamentalmente al acceso de redes metro (como

enlace intermedio) siendo complementarios a otras tecnologías utilizadas en esta área como el cable coaxial, las comunicaciones inalámbricas RF y la fibra óptica entre otros. Por lo que los principales campos de aplicación en los que estos sistemas están adquiriendo importancia son [18]:

- *Last mile Access*- La comunicación óptica inalámbrica es utilizada como enlace intermedio para dar solución al cuello de botella que existe entre el usuario final y a la red troncal (de fibra o cobre).
- *Back up en los enlaces ópticos*- En este caso se emplea como reserva en caso de rotura de fibra y de esta manera no perder la comunicación.
- *Comunicaciones móviles* (enlaces intermedios-backhaul)- Puede ser usada para transportar los datos entre los dispositivos móviles de 3^a/4^a generación y la estaciones base.
- *Televisión de alta definición*- Para transportar las señales de alta definición de cámaras en remoto a las centrales ya que éstas necesitan de un gran ancho de banda para ser transmitidas.

Hay que señalar que aún quedan por investigar numerosos aspectos que afectan a la transmisión en estos sistemas (las condiciones meteorológicas, el bloqueo de objetos, las pérdidas en el espacio libre etc.) y que se explicarán en la sección 3.4.

Por otra parte, en la comunicación *indoor* existen numerosas aplicaciones entre las que destacan:

- *El acceso a la red*- La comunicaciones FSO permiten mediante un punto de acceso (AP, Access Point) y un receptor de señales ópticas el acceso a Internet. La arquitectura de estos sistemas sigue las configuraciones básicas de la tecnología inalámbrica: la infraestructura y ad-hoc[15].

- *IrSimple, IrMC (Infrared Mobile Communications) e IrCOMM (Infrared Communications Protocol)*- Estándares aplicados comúnmente en el envío de datos entre dispositivos móviles e implementados por IrDA [17].
- *OBEX, también llamado IrOBEX (Object Exchange)*- Es un protocolo de comunicación para el intercambio de datos binarios implementado normalmente por tecnología IrDA. También es utilizado por aplicaciones RF tales como Bluetooth. Este protocolo se emplea en la transmisión de archivos mediante *push and pull*, es decir, el empuje de un dispositivo a otro. Para ello los dispositivos deben tener infrarrojos [10].
- *VLC (Visible light Communications)*- Los sistemas de luz visible emplean la zona del espectro visible a diferencia que la tecnología IrDa que se centra en la zona de infrarrojos. No obstante, ambas tecnologías se basan en los mismos principios implementados en el estándar IEE 802.15.7. La modulación en los sistemas VLC sólo se lleva a cabo en intensidad y detección directa (IM/DD, véase sección 5.3). La modulación en intensidad restringe a la transmisión únicamente de señales reales y positivas. OOK (*On-Off Keying*), PAM (*Pulse-Amplitude Modulation*) y PPM (*Pulse-Position Modulation*) son las técnicas que a día de hoy se emplean para VLC. Todas ellas son técnicas monoportadoras que ofrecen velocidades altas de transmisión, sin embargo presentan mucha interferencia intersimbólica (ISI). Como consecuencia, se está investigando en el uso de modulaciones multiportadoras como OFDM para mejorar las prestaciones de los sistemas VLC [25]. Y por tanto, es esta la investigación en la cual se basa el presente proyecto.

Por último, hay que añadir que la nueva tecnología óptica inalámbrica llamada Li-Fi (*Light-Fidelity*) se basa en las comunicaciones VLC. Gracias a ellas, esta tecnología proporciona altas velocidades de datos y acceso a Internet. Por tanto,

promete convertirse en el complemento de las redes Wi-fi, conectándose a la red a través de diodos o lámparas LED [22].

3.4. Desafíos en OWC

Como bien se ha mencionado en la sección 3.3, existen considerables desafíos en el diseño y desarrollo de los sistemas OWC. Todos ellos tienen como objetivo principal el conseguir una alta relación señal-ruido (SNR).

La SNR depende directamente del cuadrado de la potencia media del receptor. Por tanto, conseguir SNR altas está restringido por las bajas potencias de transmisión características en OWC.

Por otro lado el ruido de ambiente, la interferencia intersimbólica y la dispersión multicamino limitan el ancho de banda de estos sistemas y dificultan también la obtención de una SNR superior.

Los principales retos que actualmente se encuentran en OWC quedan resumidos en la tabla 3 [17].

	Causas	Efectos	Posibles Soluciones
Interferencia intersimbólica (ISI)	-Propagación multicamino que depende de: Dimensiones de la habitación Coeficiente de reflexión	-Calidad de la transmisión -Dispersión y distorsión -Reducción de la velocidad de transmisión	-Más ancho de banda eficiente que una sola portadora:OFDM -Corrección de error hacia adelante (FEC)
Seguridad	Radiación láser	Perjudicial para los ojos y piel	-Modulación eficiente en potencia -Uso de LEDs
Ruido	-Ruido termal -Ruido de ambiente -Ruido shot	-Limita el rendimiento de los sistemas de comunicación -Deterioro de BER	-Filtrado óptico y eléctrico - FEC
Índice de reflexión	Diferentes materiales en los escenarios de comunicación	Altas pérdidas debido a la reflexión	
Error de bit	-Ruido -Multicamino	Tasa de error de bit (BER)	-FEC -Códigos Bloque -Códigos convolucionales -Turbo códigos
Bloqueo	-Paredes -Objetos en movimiento -Muebles	Pérdida de comunicación	Usar enlaces Difusos
Longitudes de ondas	El uso de longitudes a 800-900 nm	Perjudicial para los ojos	Usar longitudes a 1550 nm

Tabla 3: *Desafíos en OWC (modificada de [18])*

3.5. Seguridad y Marco Regulatorio

Las fuentes de luz infrarroja (LD) pueden ser dañinas para los humanos si se utilizan sin seguir unas normas de seguridad adecuadas. Estos dispositivos pueden ocasionar lesiones tanto a la piel como a los ojos, mayormente a estos últimos debido a la capacidad que

tienen de absorber la energía óptica.

El daño causado varía según la potencia de salida del emisor o también se cuantifica mediante la MPE, exposición máxima permitida, medida en W/cm. Este riesgo, por tanto, depende también de la frecuencia/longitud de onda a la que opere el emisor. Por ejemplo, en el rango de espectro de 700-1000nm, donde los dispositivos ópticos son de bajo coste, las regulaciones de seguridad de los ojos son muy estrictas. En cambio, para longitudes de onda más altas, mayores de 1500 nm, las regulaciones son menos estrictas pero la tecnología es mucho más cara. Por tanto, en el diseño de sistemas ópticos hay que seguir una serie de medidas para que la radiación óptica no dañe a las personas que estén en contacto con ella.

Las regulaciones necesarias para garantizar la seguridad de los ojos son elaboradas por diversas organizaciones y organismos [26]:

- IEC- Comisión internacional electrotécnica [20], con el comité encargado de la seguridad de radiación óptica (TC 76).
- CENELEC- Comité Europeo para la Estandarización Electrotécnica [13].
- CDRH- Centro de dispositivos y salud radiológica [12].
- ANSI- Instituto Nacional Americano de Estandarización [3].

Cabe señalar que la mayoría de los estándares expuestos por estos organismos no tienen carácter legal, es decir, su cumplimiento no está obligado por ley. Son los países individuales los que tienen el poder de incluir o no, estas recomendaciones/estándares en sus leyes de seguridad.

Entre las organizaciones anteriormente señaladas, es la IEC la que se encarga de clasificar los LD según la energía total que emiten. Las diferentes clases de LD se muestran en la tabla 4.

3.6 Conclusiones

La clase 1, con potencia menor a 0.5 mW en IR y menor de 0.2 mW en VLC, es la que totalmente garantiza una comunicación no dañina para los ojos.

	650nm (visible)	880nm (infrarroja)	1310nm (infrarroja)	1550nm (infrarroja)
Clase 1	< 0.2 mw	< 0.5 mw	< 8.8 mw	< 10 mw
Clase 2	0.2 - 1 mw	N/A	N/A	N/A
Clase 3A	1 - 5 mw	0.5 - 2.5 mw	8.8 - 45 mw	10 - 50 mw
Clase 3B	5-500 mw	2.5-500 mw	45-500 mw	50-500 mw

Tabla 4: *Clasificación de LD*

Por otro lado, los emisores LED no producen haces concentrados, por lo que no suponen un peligro para los ojos. Esta característica hace que los LED sean convenientes para las aplicaciones indoor. Sin embargo, ofrecen anchos de bandas menores comparados con los LD [17].

3.6. Conclusiones

Según las prestaciones que ofrecen las comunicaciones IR, no se espera que sustituyan por completo a las comunicaciones RF inalámbricas. Los requisitos y funcionalidades particulares del sistema son los que determinan que tecnología es preferible de implementar. Por tanto, ambas tecnologías operan actualmente de manera complementaria. Referente a las comunicaciones de corto alcance para interiores, se establece OWC como principal medio de transmisión para proporcionar el ancho de banda demandado requerido por las nuevas aplicaciones y sistemas. Además, existen lugares como hospitales o aviones en donde las comunicaciones RF inalámbricas no convienen ser utilizadas debido al deterioro de sus prestaciones. Para estos casos, la tecnología OWC no presenta dichas limitaciones. Las restricciones de OWC vienen dadas según las ventajas y desventajas que presentan cada una de las posibles configuraciones del sistema.

Entre los enlaces explicados en la sección 3.2, se concluye que la mayoría de los sistemas ópticos inalámbricos se basan en la configuración *LOS no directo* y en el *quasi difuso*. Esto se debe al bajo coste, la baja distorsión y la simplicidad que ambos enlaces presentan.

Por último, los transmisores utilizados para las comunicaciones *indoor y short-range*, se utilizan dispositivos LED debido a su facilidad de control y seguridad. Sin embargo, para las comunicaciones al aire libre se emplean láseres LD ya que transmiten información a altas velocidades y a gran distancia.

4. Técnica OFDM

4.1. Introducción

La Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) es un tipo de modulación cuyo uso ha sido extendido tanto para sistemas de comunicaciones por cable como inalámbrico. Esto se debe a la solución efectiva que ofrece a la interferencia intersimbólica (ISI) que aparece en los canales dispersivos. OFDM, por tanto, permite la transmisión a altas velocidades y una alta eficiencia en el uso del ancho de banda. Estas ventajas, sin embargo, no son ofrecidas por las modulaciones en serie convencionales como QAM (Modulación de Amplitud en Cuadratura, *Quadrature Amplitude Modulation*).

El concepto de transmisión en OFDM es simple: los datos se transmiten en paralelo a diferentes frecuencias dando como resultado un periodo de símbolo más largo que el obtenido en modulaciones en series a una misma velocidad. De esta manera, la ISI se reduce casi por completo y en caso de tener una ISI residual, ésta es fácilmente eliminada por el uso de un intervalo de guarda llamado código cíclico.

Cabe destacar que OFDM presenta diferencias con las modulaciones que emplean también la transmisión de datos a diferentes frecuencias simultáneamente. Modulaciones como FDM (*Frequency Division Multiplexing*) o WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) usan guardas entre las subportadoras. Sin embargo, OFDM utiliza subportadoras ortogonales. Esta propiedad permite que no sea necesario separación entre ellas, ya que aunque sus espectros solapen en frecuencia, la reconstrucción de la señal en el receptor es sencilla (véase sección 4.2.1). La figura 4 tomada de [4], refleja claramente esta diferencia en los espectros entre estas modulaciones.

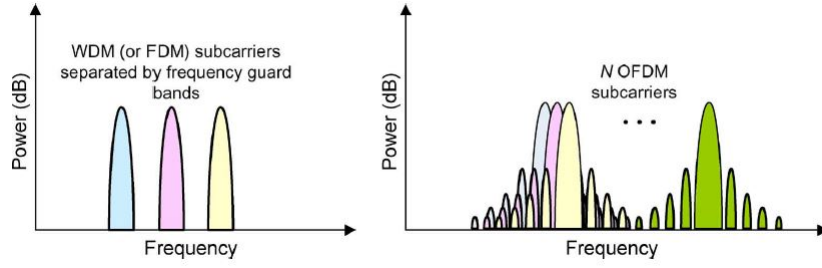


Figura 4: Espectro WDM/FDM y espectro OFDM (tomado de [4])

Pese a las ventajas que ofrece OFDM, su aplicación a la comunicación óptica es temprana. En los últimos años esta técnica de modulación ha comenzado a tomar relevancia entre los investigadores, quienes aseguran que será una tecnología prometedora en la comunicación óptica inalámbrica [4]. En la sección 5 se resaltan los aspectos del uso de OFDM en el campo de OWC.

Sin embargo, se debe mencionar que este tipo de multiplexación presenta diversos inconvenientes como la alta sensibilidad que tiene ante el desplazamiento de frecuencia y al ruido de fase, y la alta relación potencia de pico a potencia media (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) de la señal transmitida. Estos problemas se analizan en la sección 5.2.

4.2. Fundamentos básicos

4.2.1. Principio de Ortogonalidad

En OFDM, según lo dicho anteriormente, las frecuencias de las subportadoras se superponen en el dominio de la frecuencia. Por lo que el receptor para poder separar las subportadoras y recibir la señal sin interferencia entre ellas, necesita que éstas sean ortogonales. De aquí viene el nombre de Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales.

Dos subportadoras son ortogonales si la integral de la multiplicación de las dos es cero en un período de tiempo.

$$\int_0^T \cos(\pi n f_0 t) \cos(\pi m f_0 t) dt = 0 \quad (1)$$

La fórmula 1 recoge dicha propiedad en donde n y m son dos números enteros, f_0 es la frecuencia fundamental y T es el período sobre el cual se realiza la integral. La figura 5 muestra tres subportadoras OFDM que son ortogonales entre sí. Puede observarse además que en la frecuencia central de cada subportadora todas las demás poseen nulos en donde la señal es cero.

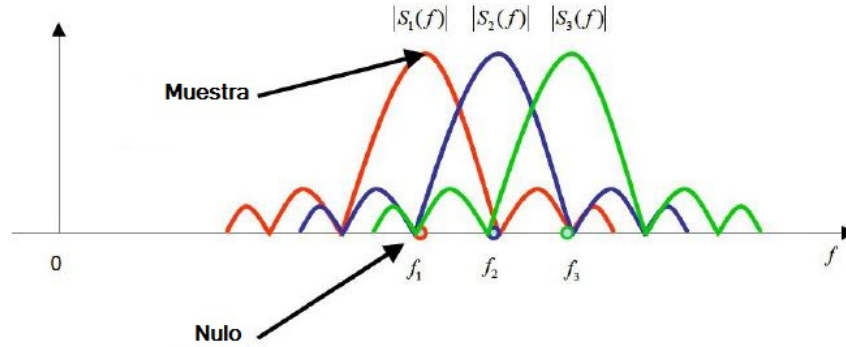


Figura 5: Ortogonalidad entre subportadoras (tomado de [24])

La pérdida de ortogonalidad entre subportadoras puede darse por diversos motivos: errores de frecuencia, errores en la sincronización y desplazamiento de la frecuencia de muestreo. Por ejemplo, la ortogonalidad se pierde cuando las frecuencias centrales de las subportadoras son desplazadas, es decir, tienen un valor de offset. Este desplazamiento en frecuencia causa que el primer nulo de las subportadoras adyacentes se mueva del centro

espectral de las portadoras restantes. Cuando la señal recibida es muestreada, cada muestra incluye también componentes residuales de las portadoras adyacentes ya que no tienen valor cero en la frecuencia de muestreo. Por tanto, aparece ICI (Interferencia entre Subportadoras) como consecuencia de la pérdida de ortogonalidad. A continuación la figura 6 refleja gráficamente el ejemplo descrito.

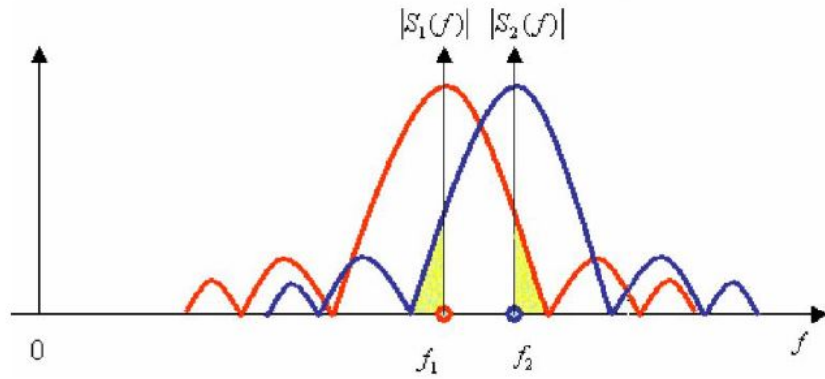


Figura 6: Pérdida de ortogonalidad e ICI (tomado de [24])

Cabe mencionar diferentes propuestas encaminadas a mitigar la pérdida de ortogonalidad de las señales involucradas en la comunicación, entre ellas destacan: la compensación de la ISI y estimación de canal por portadoras piloto, la búsqueda de codificación robusta, y la mitigación de desvanecimiento a través de nuevas transformadas [7].

4.2.2. OFDM vista como un proceso en bloques

Las señales OFDM ortogonales son exponenciales tipo $\exp(\pm j\omega_0)$, las cuales corresponden a las bases generadoras de las series de Fourier. Esta característica hace muy sencilla la modulación de una señal a OFDM: sólo se necesita muestrear la señal con período T/N (siendo N el número de subportadoras) y realizar la inversa de la transformada de

Fourier (IDFT) para conseguir que las muestras sean ortogonales entre sí de la forma:

$$s[m] = \sqrt{\frac{N}{T}} \sum_n \sum_{k=0}^{N-1} A_k[n] \xi_k[m - nN] \quad (2)$$

en donde N es el numero de subportadoras, T es el periodo de la señal, $A_k[n]$ son la secuencia de simbolos OFDM a transmitir, y $\xi_k[m - nN]$ queda definido como:

$$\xi_k[m] = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{2\pi km}{N}\right) w_N[m], \quad k = 0 \dots N - 1 \quad (3)$$

El término $w_N[m]$, es una ventana rectangular en tiempo discreto de N muestras de duración:

$$w_N[m] = \begin{cases} 1 & 0 \leq m \leq N - 1 \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (4)$$

Cabe destacar que los datos son modulados en forma paralela y enviados en serie hacia el canal. Pero antes de ser transmitidos por el canal, se añade un prefijo cíclico. Este prefijo añade M muestras por la izquierda a la secuencia a trasmitir. Podemos ver un ejemplo en la figura 7.

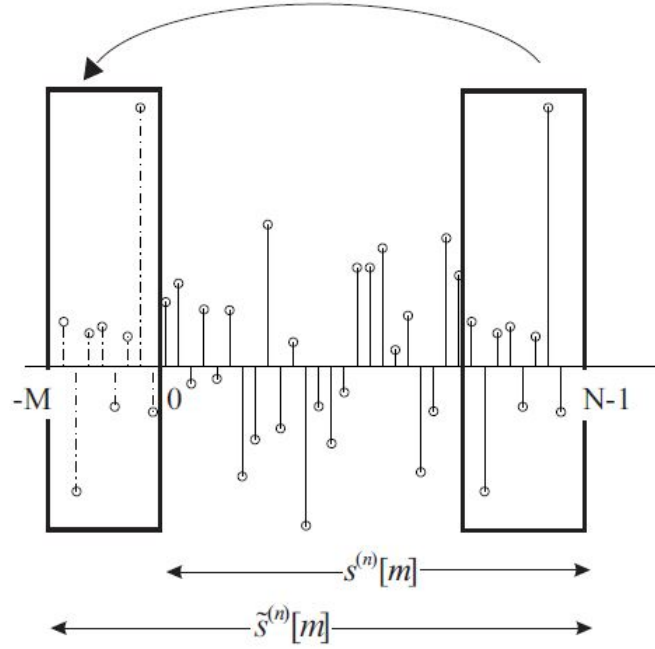


Figura 7: *Extensión cíclica (tomado de [7])*

Con el prefijo cíclico conseguimos una convolución circular en la transmisión por el canal, lo que se traduce en un efecto multiplicativo puro en el dominio de la frecuencia. Esto garantiza ICI nula mientras M sea mayor que la longitud de duración del canal. Por otra parte, la inserción de muestras permite que un bloque de muestras no interfiera con el adyacente, mitigando al mismo tiempo la ISI. Se debe señalar que al introducir este prefijo, las funciones bases (véase la ecuación 3) dejan de ser ortogonales. No obstante, esto no resulta en una dificultad, puesto que la extensión cíclica es eliminada en el receptor recuperando la ortogonalidad.

La figura 8 muestra el diagrama de bloques que esquematiza un transmisor OFDM [7].

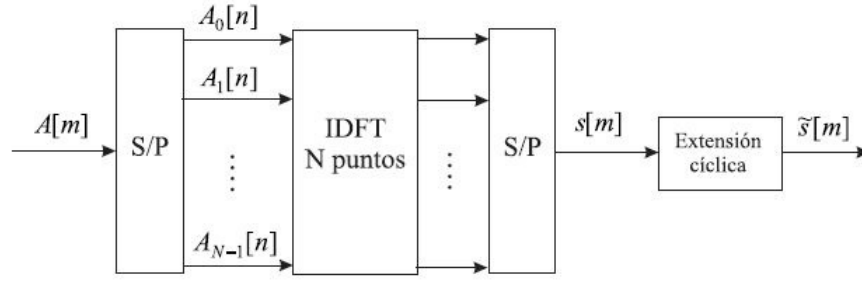


Figura 8: Diagrama de bloques de transmisor OFDM (tomado de [7])

En el receptor, el primer paso es la eliminación del prefijo cíclico. Los datos son recibidos en serie y se demodulan en paralelo. En este caso, se utiliza la transformada de Fourier de tiempo discreto (DFT) para demodular por medio de las bases ortogonales. Como resultado, se obtiene una estimación de los datos transmitidos. A continuación se muestra el diagrama de bloques del receptor OFDM (figura 9)

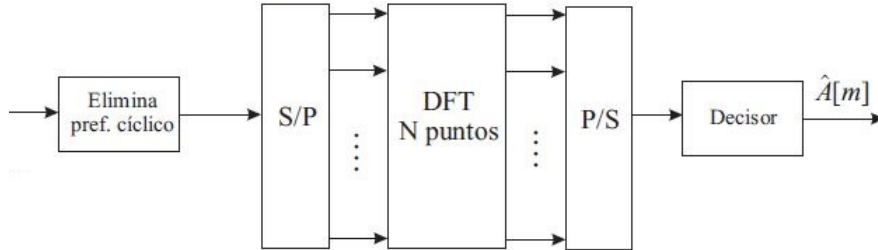


Figura 9: Diagrama de bloques de receptor OFDM (tomado de [7])

Para el desarrollo teórico se ha tenido en cuenta un canal ideal ($\delta[n]$) sin distorsión ni ruido. En los canales reales, el receptor cuenta con un ecualizador que tiene la tarea de compensar los cambios de amplitud y de fase de la señal transmitida introducidos por el canal. Para ello, será necesario una estimación del canal para así minimizar la tasa de error de bit (BER).

5. El sistema OWC-OFDM

Antes de comenzar a desarrollar el uso de OFDM para las comunicaciones inalámbricas ópticas, tenemos que señalar que la aplicación de esta tecnología para comunicaciones inalámbricas de RF, como las móviles, está ampliamente extendida desde la mitad de los años 1980 [4]. Actualmente, se está empleando en nuevas tecnologías, como LTE (comunicaciones móviles de cuarta generación, 4G), la televisión digital terrestre, la tecnología WiMAX y la ADSL, ofreciendo velocidades altas de datos.

Sin embargo, como bien se mencionaba en la sección 3.1, la necesidad de velocidades cada vez mayores y, la mejora de nuevas técnicas de procesamiento de señal, han dado lugar a los sistemas OWC-OFDM. Estos sistemas presentan las ventajas de la modulación OFDM (véase sección 4.1), ya utilizada en sistemas inalámbricos. Entre ellas destacan: una eficiencia espectral muy alta, flexibilidad de adaptación a sistemas de gran ancho de banda (gracias a la ecualización en el dominio de la frecuencia) y la eliminación de ISI gracias al prefijo cíclico. Junto a estas ventajas, se añaden por otro lado las que se obtienen de las comunicaciones ópticas inalámbricas (véase sección 3.1.2).

Por tanto, el sistema OWC-OFDM ayuda de manera importante a cubrir la demanda tecnológica que existe a día de hoy, especialmente en comunicaciones digitales.

5.1. OFDM para las comunicaciones ópticas

Si realizamos una comparación entre los sistemas OFDM (no ópticos) convencionales y los sistemas ópticos, la principal diferencia está en cómo se transmite la señal. Los sistemas no ópticos emiten la información por el campo electromagnético y la señal puede ser tanto positiva como negativa (bipolar), y real o compleja. Por otra parte, los sistemas ópticos transfieren la información por la intensidad de la luz (llamados sistemas IM, modulados en intensidad), la cual implica valores de señal siempre reales

y positivos (unipolar). Además, los receptores convencionales poseen un oscilador local para la conversión de frecuencias, los cuales no necesitan ser utilizados en los receptores ópticos. Por último, la detección directa es utilizada en los sistemas ópticos a diferencia de la detección coherente empleada en los sistemas OFDM tradicionales. Todas estas diferencias entre sistemas han sido la principal causa de que OFDM no haya sido llevado al campo óptico anteriormente.

Ahora bien, si volvemos a lo explicado en la sección 3.2, las prestaciones de los sistemas OWC dependen de la propagación y del tipo de sistema utilizado. En los sistemas OWC difusos, se podían alcanzar velocidades muy altas (del orden de Gbits/s) pero a costa de altas pérdidas de transmisión. Además, aparecen pérdidas multicamino que dan lugar a ISI, lo que se traduce en la limitación de la velocidad alcanzable del sistema. Por tanto, es la necesidad de mitigar la ISI, la principal razón por la que OFDM se propone como solución, ya que combate los efectos de distorsión de manera eficiente.

5.1.1. OFDM para OWC usando modulación en intensidad (IM)

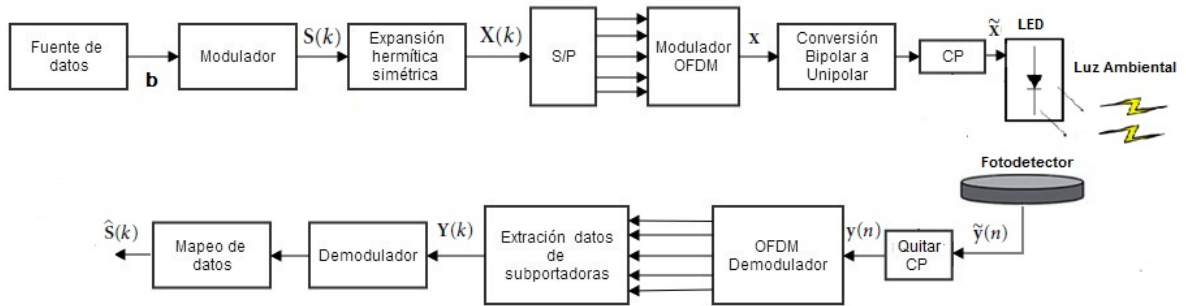


Figura 10: Modelo de diagrama de bloques de un sistema OWC basado en OFDM (IM/DD, Intensity Modulation/Direct Detection)

En la figura 10, se muestra el modelo de un diagrama de bloques de un sistema OWC basado en OFDM llamado IM/DD (*Intensity Modulated/Direct Detection*). El flujo de

datos, b , es primeramente modulado en bloques de símbolos complejos siguiendo diferentes modulaciones, las más utilizadas son QAM y PSK (Modulación por Desplazamiento de Fase). Ya que los símbolos tienen que ser reales en el dominio temporal para poder modular la intensidad en el LED, se realiza una expansión simétrica hermítica, es decir:

$$X(n) = \begin{cases} S(n) & 0 \leq n \leq \frac{N}{2} \\ S^*(N-1-n) & \frac{N}{2} \leq n \leq N \end{cases} \quad (5)$$

Estos símbolos reales pasan por un modulador OFDM donde se aplica la IFFT de $2N$ puntos (siendo $2N$ el número de subportadoras) creando la señal $x(n)$ en tiempo real. La salida de la IFFT es expresada en la ecuación 6, donde \Re denota la parte real de un número complejo, y \Im denota la parte imaginaria de un número complejo [14].

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{k=0}^{2N-1} (\Re(X(k)) \cos(2\pi \frac{k}{2N} n) - \Im(X(k)) \sin(2\pi \frac{k}{2N} n)) \quad (6)$$

Antes de añadir el prefijo cíclico, tenemos que hacer una conversión de señal bipolar a unipolar. Para conseguir la conversión de señal bipolar a unipolar, se emplean diferentes técnicas OFDM, las cuales se explican en la sección 5.3.

Una vez realizada la conversión, se añade el CP y se transmiten los datos por el LED. Éstos llegan al receptor, en donde se elimina el CP, se aplica la FFT para extraer la información de las subportadoras y se estiman los símbolos transmitidos gracias a un detector/decisor.

La principal limitación de los sistemas IM/DD es, por lo general, la potencia óptica media transmitida. La relación entre potencia óptica y eléctrica de la señal $x(t)$ viene dada por las propiedades estadísticas de la señal (en el dominio del tiempo) ya que la potencia eléctrica P_{elec} depende de $E[x^2]$, y la potencia óptica P_{opt} depende de $E[x]$.

5.2. Principales problemas

No obstante, la comercialización de OFDM para la transmisión óptica es a día de hoy objeto de estudio debido a los inconvenientes que presentan. Como bien hemos citado anteriormente en la sección 4.1, los dos mayores inconvenientes son altos valores de PAPR y la alta sensibilidad al desplazamiento de frecuencia [4].

La razón media de potencia pico PAPR de una señal $x(t)$ se puede acotar mediante la siguiente fórmula: $PAPR = 10 * \log \left(\frac{\max[x(t)x^*(t)]}{E[x(t)x^*(t)]} \right)$, es decir, el valor máximo de la potencia de $x(t)$ entre la potencia media de la señal. Por lo que, sabiendo que las señales OFDM son la suma de señales de tipo exponencial (ver la ecuación 6), se llega fácilmente al cálculo de la cota de PAPR:

$$\begin{aligned}\max[x(t)x^*(t)] &= N^2 \\ E[x(t)x^*(t)] &= N \\ PAPR &= 10 * \log(N)\end{aligned}\tag{7}$$

(suponiendo $A_k = 1$ y que todas las subportadoras son igualmente moduladas, e iguales en fase).

A modo de ejemplo: si suponemos $N=64$, resulta en un valor de 18 dB. Sin embargo, este máximo es difícil de alcanzar, ya que es poco probable que todos los símbolos sean modulados igualmente.

La PAPR, por tanto, se eleva si aumenta el número de subportadoras utilizadas y, esto exige de amplificadores de potencia altamente lineales para evitar la distorsión asociada a la intermodulación. Como consecuencia, se reduce la eficiencia y se incrementa el coste. Como solución al problema de PAPR, se encuentran numerosas propuestas divididas en

técnicas basadas en la codificación, en la representación múltiple de señal (MSR, *multiple signal representation*) y en la distorsión no lineal [1].

La idea fundamental en las técnicas de codificación es aceptar como palabras código aquellos símbolos que tengan niveles bajos de PAPR para ser transmitidos. De esta manera, no se introduce distorsión, pero se reduce la velocidad de transmisión al enviar menos datos.

Las técnicas de representación múltiple de señal, como la PTS (*Partial Transmit Sequence*) y SLM (*Selected Mapping*), reducen los picos de amplitud de la señal OFDM gracias a la manipulación de la fase. El factor añadido a la fase se envía junto con la señal original para poder ser extraído en el receptor y recuperarse la información. Al igual que en las técnicas de codificación, no se aumenta la distorsión pero la velocidad de transmisión baja. Ambas técnicas conllevan una alta carga computacional, por lo que no son efectivas en la mayoría de las aplicaciones ópticas.

Las técnicas de distorsión no lineal son simples y efectivas a la hora de reducir la PAPR. Una de ellas es el *clipping*, la cual cancela las componentes de la señal que exceden un nivel predefinido de amplitud. Pese a su simplicidad, el *clipping* introduce distorsión no lineal generando ruido de *clipping*, y expande el espectro de la señal transmitida. Estos efectos producen una degradación en la BER del sistema y en la eficiencia espectral.

Para OWC-OFDM, las técnicas de distorsión no lineal se proponen normalmente como las más apropiadas para la reducción de PAPR. Sin embargo, ninguna técnica de reducción de PAPR es la mejor solución para todos los sistemas OFDM. La elección depende de los requisitos específicos en cada sistema, entre los más comunes se encuentran los efectos del convertidor D/A, filtro de transmisión y amplificador de potencia de transmisión.

Por otro lado se produce pérdida de ortogonalidad. Esta pérdida es debida a desplaza-

mientos en frecuencia entre subportadoras respecto a la frecuencia de referencia. Como resultado se origina interferencia entre subportadoras (ICI) y se empeora notablemente la SNR.

Las causas a los errores de frecuencia pueden ser diversos, como por ejemplo, la estabilidad de los osciladores o el efecto Doppler relacionado al movimiento de los receptores, entre otros. Para dar solución a este problema se emplean mecanismos de sincronización.

5.3. Técnicas de modulación

Diversas técnicas se han propuesto a lo largo de los últimos años para ser aplicadas a OWC. Entre ellas, destacan las basadas en la generación de la señal real OFDM en banda base a partir del uso de la simetría hermítica (antes del bloque IFFT del transmisor).

Una vez se tiene una señal real, dos modulaciones se plantean para conseguir que sea unipolar: DCO-OFDM (*DC-biased Optical OFDM*) y ACO-OFDM (*Asymmetrically Clipped OFDM*).

En DCO-OFDM se añade una componente continua a la señal a la salida del bloque IFFT. En caso seguir con portadoras negativas, se pondrán a cero y será esta distorsión la que limitará el sistema (véase sección 5.3.2).

En ACO-OFDM, sólo se transmite información en las componentes impares, pasando por un bloque reductor a cero (*Zero clipping*), cuya distorsión sólo afecta a la componentes pares. Por tanto, la información queda libre de ruido (ver sección 5.3.1).

Recientes estudios, han desarrollado una nueva técnica de modulación [16] llamada ADO-OFDM (*Asymmetrically clipped DC biased Optical OFDM*). En ADO-OFDM se combinan aspectos de ACO-OFDM y DCO-OFDM ya que se transmite en las portadoras impares señales ACO-OFDM y DCO-OFDM en las portadoras pares. Las portadoras impares se demodulan utilizando un receptor ACO-OFDM convencional, sin embargo

las portadoras pares se demodulan por un método de cancelación de interferencia (véase 5.3.3).

Las siguientes subsecciones describen los sistemas ACO-OFDM, DCO-OFDM, y ADO-OFDM. El sistema ACO-OFDM se analiza por completo en detalle (parte óptica y eléctrica). De los sistemas DCO-OFDM y ADO-OFDM se desarrollan las partes teóricas de generación de la señal, y se omiten el desarrollo de la parte óptica ya que es común al sistema ACO-OFDM.

Para el análisis de las señales de los sistemas se asume por simplicidad la transmisión por un canal plano y ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN).

5.3.1. Sistema ACO-OFDM

En la figura 11 se representa en bloques un transmisor de un sistema ACO-OFDM. El flujo de bits se modula en bloques de N símbolos OFDM de datos (normalmente BPSK, QAM o 16-QAM) llamados $S(k) = [S_o, S_1 \dots S_{N-1}]$. Estos símbolos pasan por el bloque de simetría hermítica y de inserción de ceros.

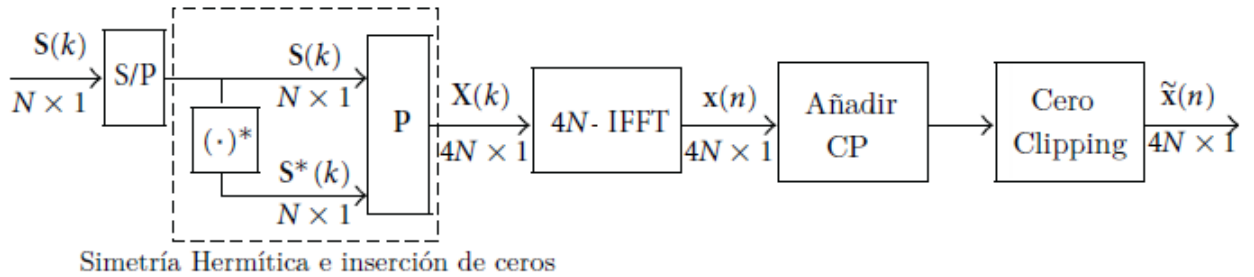


Figura 11: Diagrama de bloques de un transmisor ACO-OFDM (modificada de [2])

Primero se añaden ceros en las posiciones pares, quedando la información en las posiciones impares del vector $S(k)$ (de tamaño $2N \times 1$). Más adelante se aplica la simetría hermítica, que consiste en hacer un duplicado de los valores del símbolo de tamaño

$2N$, pero en forma de complejo conjugado y en modo descendente. El vector resultante, $S^*(k)$, se añade a $S(k)$, formando un símbolo $X(k)$ de $4N$ componentes, las cuales son $[0, S_0, 0, S_1, 0, S_2, \dots, 0, S_{N-1}, 0, S_{N-1}^*, 0, S_{N-2}^*, \dots, 0, S_0^*]$.

Con la simetría hermítica y la introducción de ceros se asegura que la señal en tiempo, $x(n)$, a la salida del bloque de IFFT (de $4N$ puntos) sea real. Sin embargo, se reduce la eficiencia del ancho de banda en $1/4$, ya que en el dominio del tiempo la señal tiene longitud de $4N$ por cada bloque de entrada de N símbolos.

A la señal en tiempo $x(n)$ se le añade el prefijo cíclico correspondiente. Esta señal tiene valores reales tanto positivos como negativos, por tanto, pasa por un bloque de *Zero Clipping* para reducir los negativos a cero. Gracias a la reducción a cero se cumplen dos puntos importantes:

- Se puede realizar la modulación en intensidad, ya que sólo puede aplicarse con componentes positivas (unipolar).
- Se conoce el ruido introducido por el AWGN. En el receptor se recibirán componentes imaginarias y negativas, las cuales no se pueden originar por el transmisor (sólo transmite señales reales y positivas) que se podrán identificar y eliminar.

En la figura 5.2 se muestra las señales de entrada y de salida del bloque de *Zero Clipping*. Se aprecia que las componentes de $x(n)$ han sido reducidas a cero resultando la señal $\tilde{x}(n)$.

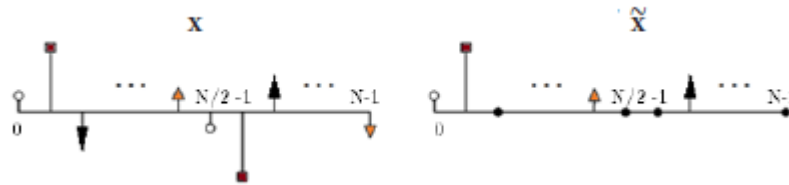


Figura 12: Señales de entrada y salida del bloque Zero Clipping (tomada de [23])

Según los estudios de [5], se prueba que la distorsión producida por el *clipping* en la señal real sólo afecta en las portadoras pares. Las portadoras impares, en donde se envía la información, simplemente se reducen en amplitud por un factor de 2. Por tanto la señal a transmitir se define:

$$y = \frac{1}{2}x + n \quad (8)$$

La señal unipolar pasa por un convertidor Digital/Analógico para llegar a la parte óptica del transmisor. En ella, se modula en intensidad (IM) y se transmite por medio de un láser o diodo LED.

Una vez se transmite por el canal óptico, la señal llega al receptor óptico. La parte óptica del receptor se compone de un bloque de detección directa (DD), con un fotodetector PIN y un muestreador de la señal analógica recibida.

Una vez la señal pasa los bloques de la parte óptica, llega a la parte eléctrica del receptor. El primer bloque es la eliminación del prefijo cíclico. Los símbolos recibidos pasan a estar en paralelo para ser entrada del bloque de FFT, $y(n)$. Una vez se aplica la FFT de $4N$, se obtienen los símbolos en el dominio de la frecuencia $Y(k)$, cuyas componentes son reales e imaginarias y escaladas por un factor de 2.

De los símbolos recibidos, se extraen las componentes pares, Y_{odd} , pasando a tener un vector de $2N$ símbolos. Y_{odd} está compuesto por los símbolos originales y sus conjugados. Por tanto, a partir de este vector se puede obtener una buena estimación de los símbolos transmitidos:

$$\hat{S}(k) = [Y_{odd_0}, Y_{odd_1}, \dots, Y_{odd_{N-1}}] \quad (9)$$

5.3.2. Sistema DCO-OFDM

La segunda técnica de modulación es DCO-OFDM. En ella el flujo de bits se mapea en un bloque de N símbolos complejos $S(k) = [S_0, S_1, S_2, S_3 \dots S_{N-1}]$. Al igual que en ACO-OFDM, los símbolos pasan por el bloque de simetría hermítica, en donde se duplican los valores de $S(k)$, se aplica el complejo conjugado y se añade a un nuevo vector $X(k)$ en orden descendente.

En este caso, el símbolo $X(k)$ tiene tamaño $2N$. Para que la señal en el dominio del tiempo, $x(n)$, sea real a la salida de la IFFT, se reducen a ceros las componentes X_0 y X_{N-1} . Por tanto el símbolo $X(k)$ queda definido como:

$$X(k) = [0, S_1, S_2 \dots S_{N-1}, 0, S_{N-2}^* \dots S_2^* S_1^*] \quad (10)$$

A diferencia del sistema ACO, la información se transmite en las portadoras pares e impares conteniendo bloques $N-1$ símbolos de datos. Por tanto, la eficiencia espectral en DCO se reduce a casi la mitad, ya que se emplean $2N$ subportadoras para transmitir $s(k)$ datos.

Después del bloque IFFT, la señal $x(n)$ es real pero con valores negativos y positivos. Para conseguir que sea una señal unipolar, se le añade un valor definido de offset y se realiza *clipping* en caso de que la señal siga teniendo valores negativos.

Valores altos de offset serían necesarios para eliminar todos los valores negativos de la señal $x(n)$, puesto que tiene una alta relación de PAPR [6]. Sin embargo, valores muy altos dan lugar a una relación alta de $E_{b(opt)}/N_0$, resultando en un sistema ineficiente en potencia óptica. Por este motivo se debe buscar un valor ‘moderado’.

Según [21], el nivel de offset DC a añadir se denota como B_{DC} , siendo la desviación

típica de la señal $x(t)$, a la salida del filtro D/A:

$$B_{DC} = \mu \sqrt{E\{x(t)^2\}} \quad (11)$$

donde μ es un constate proporcional. B_{DC} , en dB, se define como un offset de $10 \log_{10}(\mu^2 + 1)$ dB. Los valores comunes de BC son 7 dB (moderado) y 13 dB (moderado alto).

Tras añadir el offset DC, se reduce la señal a cero (*Zero clipping*) introduciéndose ruido en todas las portadoras, pares e impares. El nivel óptimo de *clipping* depende de la constelación de la señal. Para constelaciones de gran tamaño que requieren altas relaciones de SNR, el ruido del *clipping* debe ser bajo, y por tanto el offset añadido alto (13 dB) [6].

Antes de ser transmitida la señal $x(t)$, se añade el prefijo cíclico y se modula en intensidad.

En el receptor, la señal óptica se convierte a una señal eléctrica y se retira tanto el prefijo cíclico como el offset DC. El proceso de estimación de símbolos se realiza igual que el receptor explicado para el sistema ACO-OFDM.

En la figura 13 se muestra en un diagrama de bloques los pasos de generación de señal en un sistema DCO-OFDM para IM/DD completo.

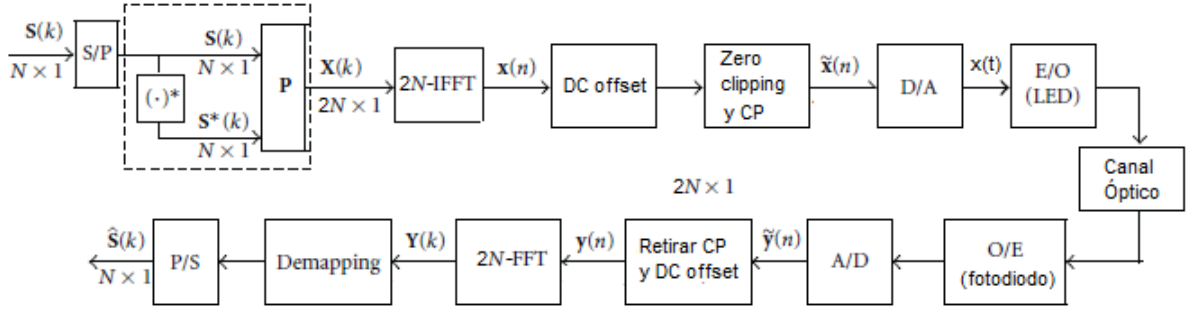


Figura 13: Diagrama de bloques de un sistema DCO-OFDM para IM/DD (modificada de [2])

5.3.3. Sistema ADO-OFDM

Por último, se va a analizar una técnica de modulación propuesta recientemente por [16] llamada ADO-OFDM (*Asymmetrically clipped DC biased optical OFDM*). En esta modulación se utiliza la técnica ACO en las subportadoras impares y la técnica DCO en las subportadoras pares para generar la señal óptica.

El ruido introducido por el *clipping* en la señal ACO y en la señal DCO sólo afecta a las subportadoras pares. Esto permite que la señal ACO recibida se reconstruya sin error, ya que no existe interferencia por parte del DCO. Por tanto, el receptor ADO de las portadoras impares es un receptor ACO-OFDM convencional explicado en 5.3.1.

Por otra parte, en las portadoras pares, se tiene el ruido de *clipping* de la señal ACO y de la señal DCO, el ruido del canal y la información transmitida en la señal DCO. La clave de este nuevo sistema es la estimación del ruido de *clipping* de la señal ACO que cae en las portadoras pares para poder así reconstruir la señal DCO original. A continuación, se analiza la generación y la demodulación de la señal ADO-OFDM.

En la figura 14 se presenta los bloques de un transmisor ADO-OFDM. El flujo de bits se modula en bloques de N símbolos de datos complejos (BPSK, QAM, 16QAM).

Al igual que en ACO-OFDM, se realiza la misma simetría hermítica, obteniendo el símbolo $X(k)$ (ver ecuación 10) de longitud $2N$. A partir de $X(k)$ se extraen las portadoras impares, X_{odd} cuyas componentes son $[0, X_1, 0, X_3, 0, X_5 \dots 0, X_{2N-1}]$ y las portadoras pares X_{even} con componentes $[X_0, 0, X_2, 0, X_4, 0 \dots X_{2N-2}, 0]$ (las componentes X_0 y X_{N-1} se fijan a cero como en DCO-OFDM). Al ser $X(k)$ hermítica, X_{odd} y X_{even} también lo son, generando señales reales en el dominio del tiempo tras la IFFT.

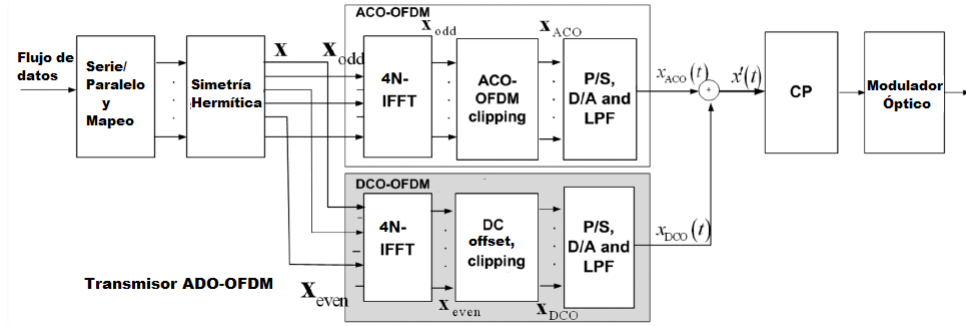


Figura 14: Transmisor ADO-OFDM (modificada de [16])

La parte superior de la figura 14, se muestra cómo se genera la señal x_{ACO} a partir de X_{odd} . El proceso es igual al desarrollado en 11: se aplica la IFFT, se reduce las señales negativas a cero y se transforma la señal eléctrica a óptica. Por tanto la señal x_{ACO} viene dada por:

$$x_{ACO} = \frac{1}{2}x_{odd} + n_{ACO} \quad (12)$$

donde n_{ACO} (ruido del *clipping* de ACO) sólo cae en las portadoras pares.

La señal DCO se genera añadiendo un offset DC, B_{CD} a la señal en el dominio del tiempo x_{even} (salida de la IFFT) y haciendo el *clipping* de los valores negativos restantes. La señal x_{DCO} queda definida como:

$$x_{DCO} = x_{even} + n_{DCO} + B_{CD} \quad (13)$$

Posteriormente, las señales $x_{ACO}(t)$ y $x_{DCO}(t)$ se suman y forman la señal ADO, $x'(t)$. El prefijo cíclico se añade a dicha señal, se modula en intensidad y se envía por el canal óptico.

El receptor ADO-OFDM (figura 15), también se compone de dos partes diferenciadas: primero la demodulación de la señal ACO-OFM y después la recuperación de la información de la señal DCO-OFDM.

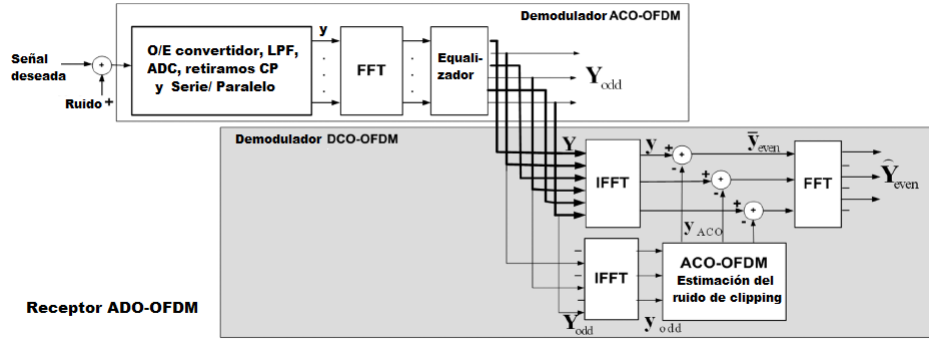


Figura 15: Receptor ADO-OFDM (modificada de [16])

La señal recibida, y es la suma de las señales x_{ACO} , x_{DCO} y del ruido AWGN en las portadoras pares e impares. Para demodular la señal ACO-OFDM se sigue el mismo proceso que en las ecuaciones 5.3.1. Se toma las portadoras impares y_{odd} , de la señal y (salida de la FFT) y se multiplan por 2.

Por otro lado, para recuperar las portadoras pares, y así obtener la información enviada en la señal DCO-OFDM, se subtrae a la señal recibida el ruido estimado del *clipping* del ACO. Para la estimación dicho ruido, se genera una estimación local de la señal ACO-OFM, y_{ACO} . Esta señal se crea a partir de la salida de la IFFT de las portadoras

impares, y_{odd} , la cual se multiplica por 2 y se reduce a cero obteniéndose:

$$y_{ACO} = x_{ACO} + n_{ACO\ even,AWGN} + n_{DCO\ odd,AWGN} \quad (14)$$

La combinación de multiplicar por 2 y hacer el *clipping* da lugar a ruido en las componentes pares y en las impares, pero ambos poseen la misma potencia media referencia a [5]. Restando y_{ACO} a y se obtiene \bar{y}_{even} . Esta señal pasa por el bloque de IFFT, generando una estimación ruidosa de \hat{Y}_{even} .

Según los estudios [16], utilizando este método de cancelación de interferencia se recupera la señal DCO con una penalización de 3 dB. Pese a esto, se mejora la eficiencia del sistema ACO-OFDM convencional y se emplea menos energía que en un sistema DCO-OFDM convencional.

5.3.4. Comparativa y conclusiones

Una vez se ha descrito en detalle los sistemas ACO-OFDM, DCO-OFDM y ADO-OFDM, se va realizar una comparación de sus prestaciones: BER, eficiencia espectral (ancho de banda) y potencia media de transmisión.

En el análisis desarrollado en [16], se compara las tasas de error de bit (BER) frente a la relación señal-ruido (SNR) del sistema ACO-OFDM con la parte ACO-OFDM del sistema ADO-OFDM, y del sistema DCO-OFDM con la parte DCO-OFDM del sistema ADO-OFDM. La simulación se realiza con diferentes constelaciones, niveles de offset de DC y en un canal con ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN).

Como conclusión del análisis se obtiene que la parte ACO-OFDM del ADO-OFDM y el ACO-OFDM convencional poseen la misma BER. Sin embargo, la BER del DCO-ADO, tiene una penalización de 3 dB respecto al DCO-OFDM convencional. En las figuras 16 y 17 se pueden apreciar los resultados de las simulaciones extraídos de [16].

Nota: para la comparación del DCO-OFDM se utiliza un offset de 7 dB.

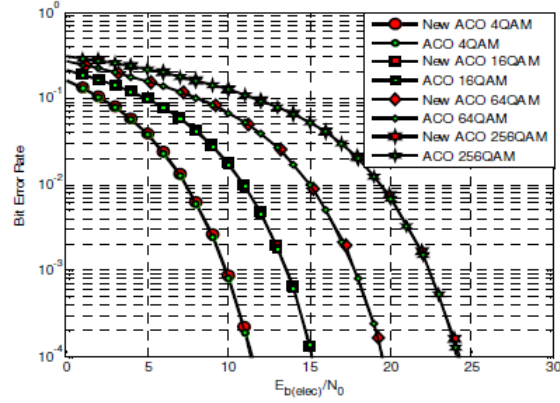


Figura 16: BER en AWGN vs SNR para ACO-OFDM y la parte ACO del sistema ADO-OFDM (figura tomada de [1])

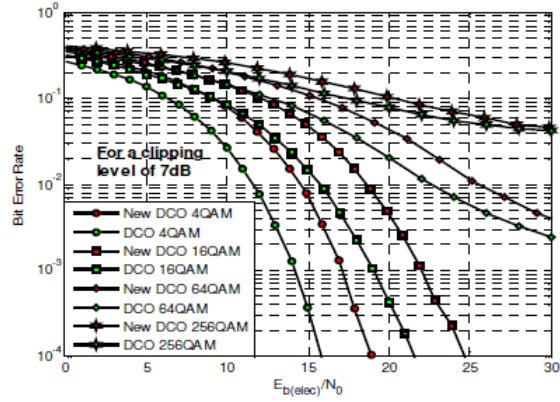


Figura 17: BER en AWGN vs SNR para DCO-OFDM y la parte DCO del sistema ADO-OFDM ($Bcd=7$ dB) (figura tomada de [1])

En general, el sistema ACO-OFDM posee mejores prestaciones en relación a la BER y tanto el sistema ADO-OFDM de 7 dB como el de 13 dB se alejan del correspondiente DCO-OFDM en 3 dB.

Respecto a la eficiencia espectral, es fácil observar que el sistema ACO-OFDM es el menos eficiente, ya que necesita $4N$ portadoras para enviar un bloque de N símbolos. El sistema DCO-OFDM y ADO-OFDM, necesitan el mismo ancho de banda, $2N$, para

transmitir $N-1$ símbolos (el primer símbolo se cancela para conseguir que la señal sea hermítica).

En términos de potencia media eléctrica transmitida de los diferentes sistemas, $E[|\tilde{x}|^2]$, se obtiene que para una modulaciones iguales, la señal ACO-OFDM cuenta con los niveles más bajos. Esto se debe a que la amplitud de la señal ACO se reduce en un factor 2, traducándose a un factor 4 en potencia. Entre la señal DCO-OFDM y ADO-OFDM (ambas con el mismo offset), la señal ADO posee menor potencia media de transmisión. De la misma manera que el caso anterior, las portadoras impares de la señal ADO, reducen la potencia media total con respecto a la potencia de una señal DCO convencional (en la cual al ser añadido un offset, el *clipping* no reduce tanto la amplitud de las portadoras como en ACO-OFDM). Un ejemplo de estas conclusiones se puede observar en el cuadro 5. Los resultados son extraídos de una simulación de QAM con $N=16$ (número de datos complejos).

	ACO-OFDM	DCO-OFDM-7dB	ADO-OFDM-7dB	DCO-OFDM-13dB	ADO-OFDM-13dB
P_{elec}	0.50	9.40	6.75	37.41	9.39

Tabla 5: Potencia media eléctrica transmitida para QAM

6. Sistema OFDM propuesto

Tras el análisis de los sistemas OFDM utilizados para OWC, en este capítulo se presenta el estudio central de este trabajo fin de grado; una nueva forma de OFDM para sistemas de modulación en intensidad y detección directa (IM/DD). Esta nueva técnica combina aspectos de los sistemas ACO-OFDM, DCO-OFDM y ADO-OFDM estudiados en el capítulo 5.3. Antes de conocer los resultados del nuevo sistema (ver capítulo 7), se justifica la elección de presentar dicha solución y se describen alternativas también analizadas durante el proyecto. Después de esto, se realiza un análisis de las bases del sistema, se describe la implementación del transmisor y receptor, y por último se realiza una comparación teórica con los sistemas actuales.

6.1. Justificación de la solución propuesta

Para el presente proyecto se analizaron también dos alternativas de modulación OFDM para las comunicaciones ópticas a parte de la solución propuesta.

La primera alternativa se basa en la transmisión doble de señales ACO-OFDM. El transmisor generaba dos señales ACO-OFDM independientes. Una de ellas lleva la información en las subportadoras pares y la otra en las impares. Se realiza todos los pasos para que las señales sean reales y se reducen a cero. Por último, se suman para dar lugar a la señal total. Con esta alternativa se pretendía mejorar la eficiencia en el ancho de banda que el sistema ACO-OFDM convencional utiliza. Sin embargo, el nivel de ruido introducido por el *clipping* en ambas señal es tan alto que esta alternativa no convergía en tasas de error de bit.

El segundo caso genera también dos señales: una con datos en las subportadoras pares y otras con los datos en las impares; y se siguen los pasos para dar lugar a señales reales en tiempo. La señal con datos en las subportadoras impares no se reduce a cero. A la

señal con datos en las componentes pares se le añade un offset. Por último se suman ambas y se reduce a cero los valores restantes negativos. El objetivo de esta alternativa era mejorar las prestaciones de cualquiera de los sistemas actuales. Este caso, al igual que la primera solución, posee niveles de ruido muy altos que el receptor no es capaz de recuperar la señal de manera óptima.

Debido a que ninguna de estas alternativas llega a resultados que siguen los objetivos del proyecto, se concluye a presentar la solución descrita en las siguientes secciones.

6.2. Principios básicos y descripción del sistema

El nuevo sistema que se presenta se basa en la transmisión en doble banda de señales con características comunes al DCO-OFDM. Para la recepción de las nuevas señales, en cambio, se toma como modelo el método de cancelación de interferencia del receptor del sistema ADO-OFDM.

La información en el nuevo sistema se envía en las subportadoras pares e impares. Para la generación de la señal, se procesan por separado las portadoras pares y las impares, siguiendo el mismo método para la demodulación en el receptor.

6.2.1. Transmisor

La figura 18 muestra el diagrama de bloques de la parte de transmisión del nuevo escenario. El transmisor tiene partes separas para la generación de la señal en las subportadoras pares y de las impares. El flujo de bits, $b = [01011\dots]$ se mapea en bloques de N símbolos de datos según la modulación deseada. Las modulaciones BPSK, QAM, y 16-QAM son las más comunes para este tipo de comunicaciones.

El bloque de símbolos de datos, $S = [S_0, S_1, S_2 \dots S_{N-1}]$ se divide en dos vectores; uno con las componentes pares, S_{even} , y otro con las componentes impares, S_{odd} . Cada vector

pasa por el bloque de simetría hermítica e inserción de ceros, generando las señales X_{even} y X_{odd} . Estas dos señales poseen una longitud de $2N$, por lo que se realiza la IFFT de $2N$ puntos para dar lugar a las señales reales en el dominio del tiempo x_{even} y x_{odd} . Ambas señales se suman para dar lugar a la señal total x . La señal x , posee picos negativos que deben ser eliminados. Para ello se añade un offset, que depende de un factor predefinido y se realiza *clipping* en las subportadoras que sigan teniendo valores menores que cero. La definición del offset y el análisis de los efectos del *clipping* se estudiarán en la subsección 6.3. En la figuras 21, 22 y 23, que se analizarán más adelante, muestran ejemplos de señales totales con offset x_{offset} , y de dichas señales ya recortadas.

El resto del proceso es el mismo que para los sistemas ACO-OFDM, DCO-OFDM y ADO-OFDM; se añade el prefijo cíclico, se convierte la señal a digital y se modula en intensidad.

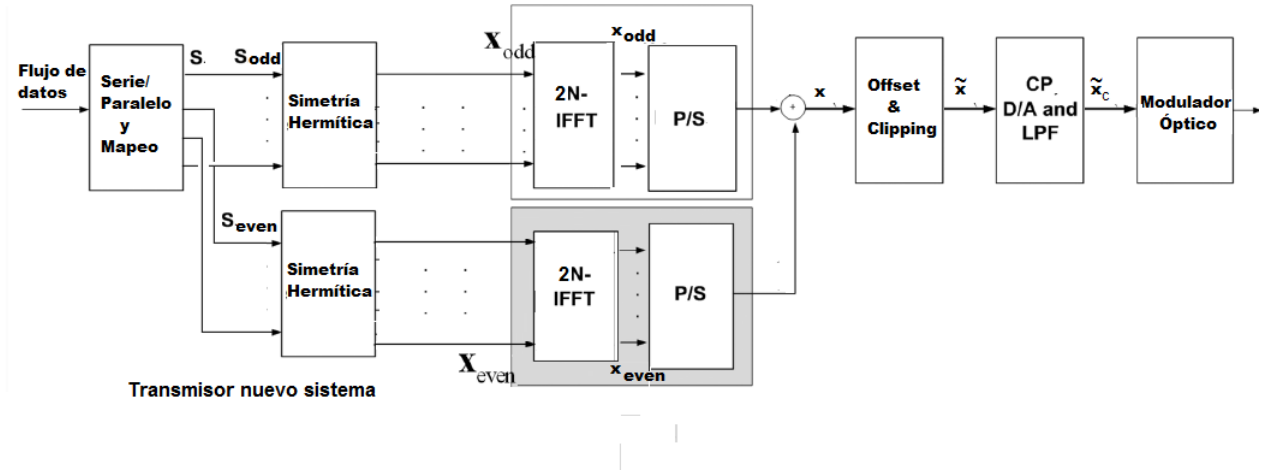


Figura 18: Esquema de bloques del transmisor del nuevo sistema (modificada de [16])

6.2.2. Receptor

La figura 19 muestra el diagrama de bloques del receptor del nuevo sistema. La primera parte del receptor está formada por un detector óptico (normalmente un fotodiodo)

que transforma la señal óptica recibida a una señal eléctrica. Esta señal se convierte a analógica, se le retira el prefijo cíclico y se invierte a paralelo. La señal resultante y , pasa por el bloque de FFT de $4N$ para ser transformada al dominio de la frecuencia, Y .

A partir de Y , se lleva a cabo la demodulación de las portadoras impares. Para ello, se extraen las componentes impares de Y y se obtiene la información enviada según la modulación empleada en el transmisor. Como se estudiará en la sección 6.3, la recuperación de las subportadoras impares se verá afectada por el nivel de *clipping* de la señal x . Pese a ello, dependiendo del factor divisor prefijado para el offset, el ruido de *clipping* afectará en menor o mayor medida en la estimación de los datos.

Para demodular las subportadoras pares, se procede a calcular la interferencia producida por el *clipping* de las portadoras impares que recae en las pares. Para ello, se convierte la señal en frecuencia Y_{odd} al dominio del tiempo a través de la IFFT de $4N$. La señal resultante, y_{odd} , se reduce a cero y se resta a la señal recibida, y , dando lugar a \bar{y}_{even} . Esta señal en frecuencia, \hat{Y}_{even} , cuenta con el ruido de *clipping* que proviene de las portadoras pares más la información transmitida. Por tanto, los símbolos obtenidos de Y_{even} , serán una estimación de los datos que fueron enviados por el transmisor.

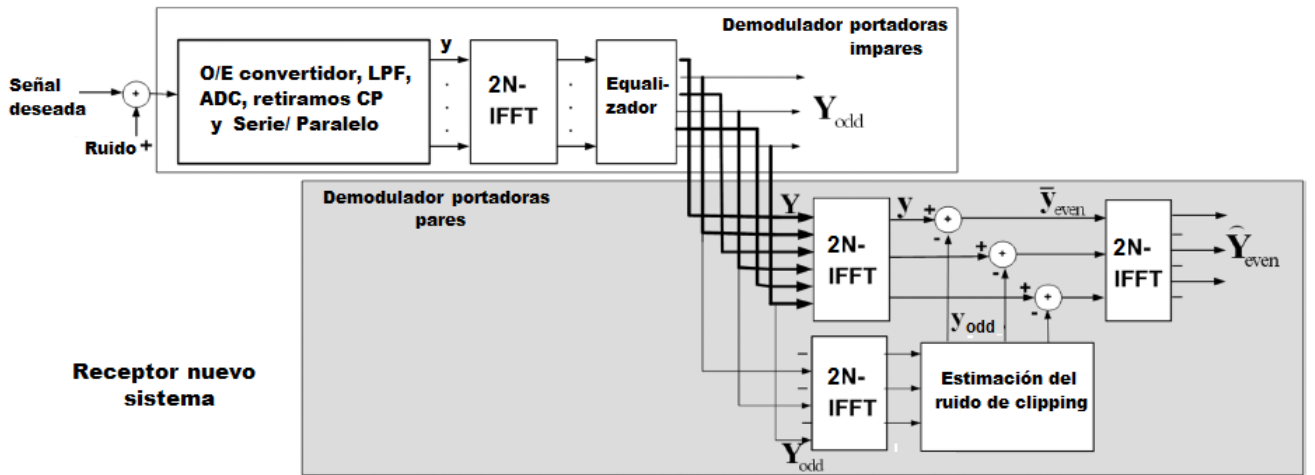


Figura 19: Esquema de bloques del receptor del nuevo sistema (modificada de [16])

6.3. Análisis de señal del nuevo sistema

La señal del nuevo sistema está limitada, como en los sistemas ya analizados, por la simetría hermítica. Dicha simetría se procesa para las subportadoras impares, y al igual que en sistema ACO-OFDM, se insertan ceros en las posiciones pares para generar una señal real tras aplicar la transformada inversa de Fourier. Se define así la señal $X_{odd} = [0, S_1, 0, S_3, 0, \dots, S_{N/2-1}^*, 0, S_{N/2-3}^*, 0, \dots, S_1^*]$.

De la misma manera se procesan las subportadoras pares: se aplica la simetría hermítica y se añaden ceros, $X_{even} = [S_0, 0, S_2, \dots, 0, S_{N/2-2}^*, 0, S_{N/2-4}^*, 0, \dots, S_0^*, 0]$. En este caso, al igual que en DCO-OFDM, se establecen a cero las subportadoras necesarias para que la señal a la salida de la IFFT sea real ($X_{even,0} = X_{even,N/2} = 0$).

Una vez se tiene las señales de las subportadoras pares e impares en el dominio del tiempo, se suman para dar lugar a la señal total del sistema, x . En la figura 20 se muestra el esquema del proceso de generación de la señal eléctrica antes de añadir el offset y del *clipping*.

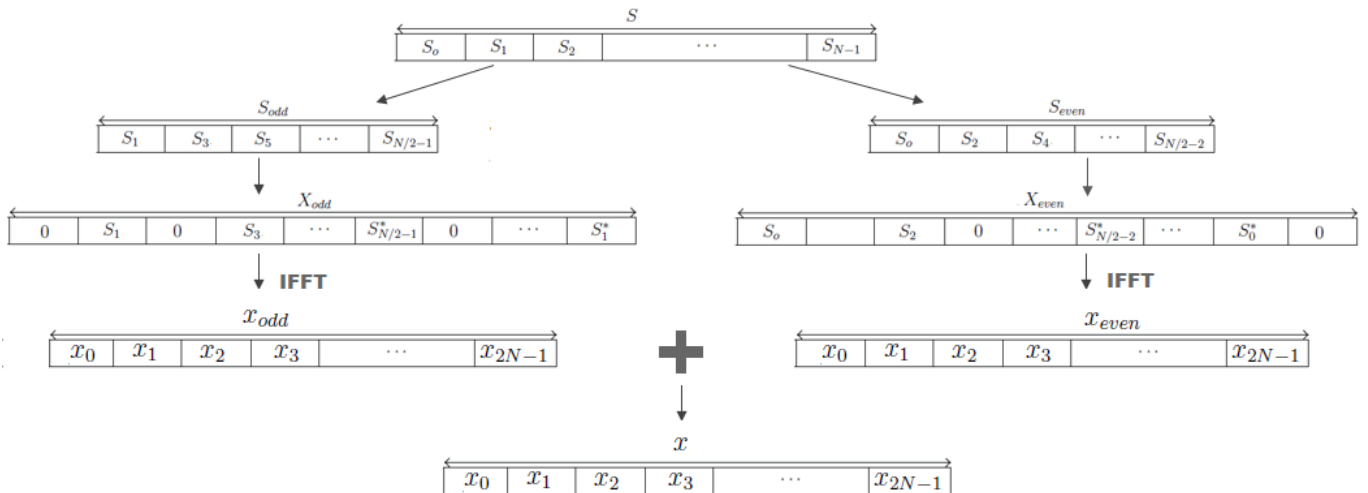


Figura 20: Esquema de generación de la señal del nuevo sistema

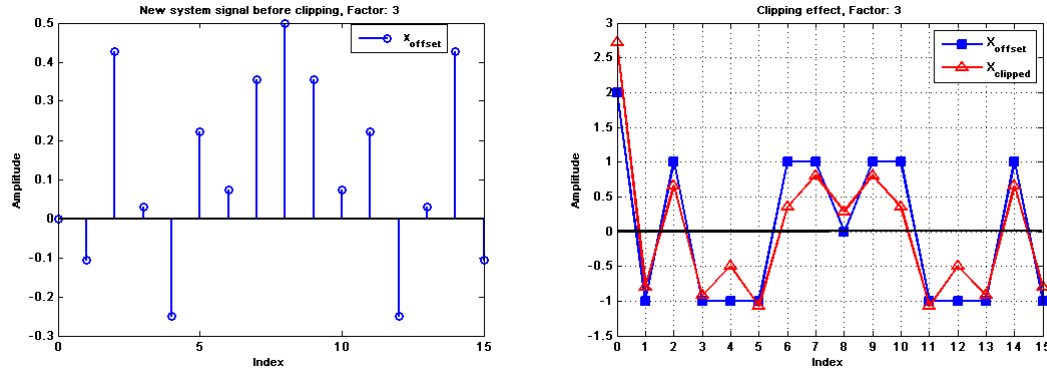
La señal total x posee valores negativos, por tanto se añade un offset para establecer el nivel de *clipping*. A diferencia del sistema DCO-OFDM, el offset añadido depende del valor mínimo de amplitud de la señal, es decir, no se define según los valores medios de la señal (véase la ecuación 11). El offset definido viene dado por:

$$offset = \frac{abs(min(x))}{factor} \quad (15)$$

el valor absoluto del mínimo de amplitud de la señal dividida entre un factor (un número natural). Este factor divisor tiene que ser un valor diferente y adecuado para cada modulación y número de subportadoras, ya que establecerá la densidad del ruido introducido por el nivel de *clipping* en la señal. Este ruido determinará la regeneración de la señal en el receptor. En el capítulo 7, se analizará qué valores de factor son los más adecuados para obtener las mejores prestaciones del nuevo sistema. Tras sumar el offset a la señal, se realiza el *clipping* de los valores restantes negativos.

A continuación se analiza el efecto del *clipping* al reducir al mismo tiempo las componentes pares e impares, sólo las pares o sólo las impares. Para ello se exponen los siguientes ejemplos:

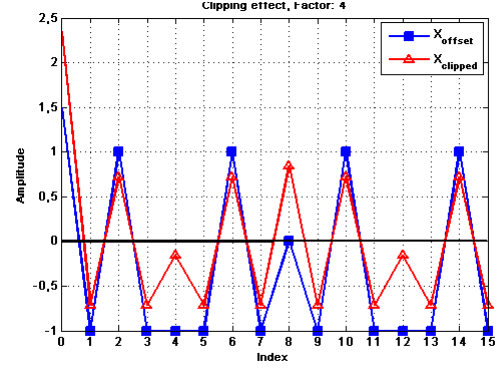
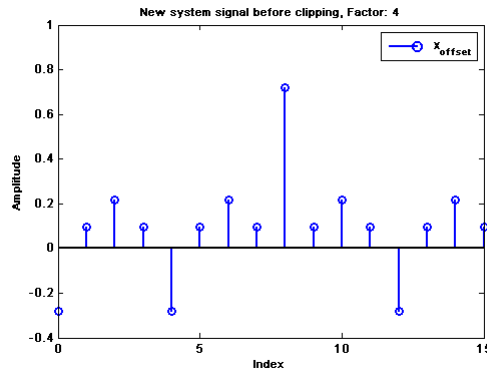
- En la figura 21, se muestra la señal con los valores negativos restantes tras añadir el offset (véase la subfigura 21a) y los espectros de la misma señal con offset y de la señal después del *clipping* (véase subfigura 21b). En este ejemplo, se efectúa el *clipping* de la señal en las portadoras pares e impares, y se puede observar en cómo este *clipping* introduce ruido en todas las subportadoras de la señal x_{offset} . Sin embargo, se aprecia cómo el *clipping* introduce mayor ruido en las subportadoras pares. Además, el ruido no afecta por igual para la misma amplitud de señal (ver subportadoras 2 y 6 con igual amplitud antes del *clipping* y diferente nivel ruido).



(a) Señal del nuevo sistema antes del *clipping* (b) Espectro de la señal antes del *clipping* y de la señal recortada

Figura 21: Efecto del clipping de subportadoras pares e impares

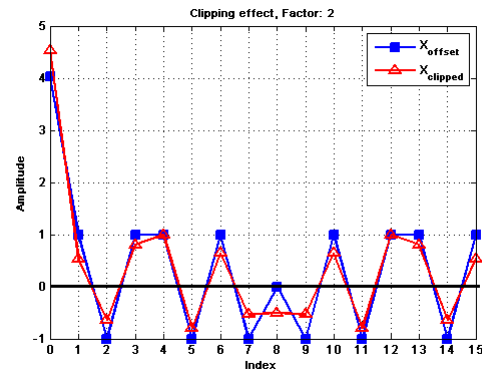
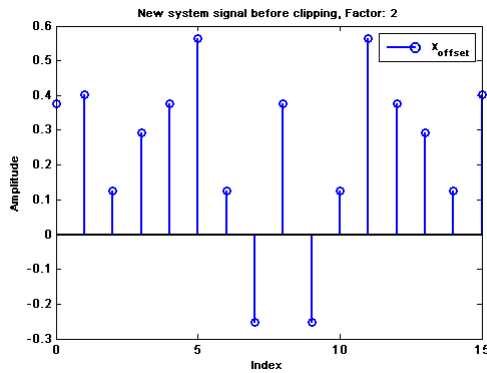
- En la figura 22, tenemos el caso en que se hace *clipping* en las subportadoras pares, para una modulación BPSK, con 16 subportadoras y un factor divisor de 4. La subfigura 22a muestra la señal en tiempo antes del *clipping*, las subportadoras serán puestas a cero. En la subfigura 22b, se distingue el espectro de la señal x , antes del *clipping*, y de la señal ya recortada a cero, x_{clipped} . Se aprecia cómo la amplitud de las subportadoras pares e impares varía con respecto a la señal no recortada. Por tanto, el ruido del *clipping* en las subportadoras pares cae en toda la señal. Sin embargo, el nivel de ruido introducido en las subportadoras pares es mayor que en las subportadoras impares (ver componente 4).



(a) Señal del nuevo sistema antes del *clipping* (b) Espectro de la señal antes del *clipping* y de la señal recortada

Figura 22: Efecto del clipping de subportadoras pares

- La figura 23, muestra el efecto del *clipping* en el mismo sistema (BPSK, $N=16$), pero con un factor 2 y con valores negativos en las subportadoras impares (subfigura 23a). En esta situación, el *clipping* de las subportadoras impares, también modifica la amplitud de todas las subportadoras (véase subfigura 23b). Cabe destacar que a diferencia del sistema ACO-OFDM convencional, este *clipping* no reduce a la mitad la amplitud de las subportadoras impares y el nivel de ruido tampoco es constante para subportadoras con misma amplitud.



(a) Señal del nuevo sistema antes del *clipping* (b) Espectro de la señal antes del *clipping* y de la señal recortada

Figura 23: Efecto del clipping de subportadoras impares

El ruido de *clipping* se incrementa al disminuir el valor del offset añadido, y por tanto, para valores altos del factor divisor. Este efecto se puede apreciar en las figuras anteriores 21, 22 y 23. Existe mayor variación entre las señales con un factor de 4 que para un factor de 2.

Tras analizar las anteriores figuras, se puede concluir que el ruido introducido por el *clipping* es mayor en las subportadoras pares. Este hecho hace posible, para valores adecuados de factor divisor, la recuperación de las portadoras impares, ya que el ruido de *clipping* puede llegar a ser casi nulo.

Por otro lado, aumentar el valor del offset (disminuir el factor divisor) implica la generación de señales con altos valores de amplitud. Esto conlleva a niveles de potencia media de transmisión altos, ya que como se ha visto previamente en 5.3.4, la potencia depende de $E[|\tilde{x}|^2]$.

Por tanto, se deberá buscar un *trade-off* entre potencia y probabilidad de error de la señal, seleccionando el factor divisor adecuado para cada modulación/número de subportadoras.

La señal final, poseerá el ruido de *clipping* junto con el ruido del canal:

$$\tilde{x} = x_{odd} + x_{even} + n_{clipping} + n_{AWGN} + offset \quad (16)$$

En la recepción de la señal eléctrica, se asume que se transmite por un canal ideal con ruido aditivo blanco gaussiano y que hay una perfecta ecualización. Por tanto, después de la ecualización, la señal recibida en tiempo es igual a la señal transmitida más el AWGN. Para simplificar el análisis se considera por separado el AWGN de las subportadoras pares e impares.

La señal resultante recibida se compone de:

$$y = x_{odd} + x_{even} + n_{even,AWGN} + n_{odd,AWGN} + n_{clipping} + offset \quad (17)$$

Antes de procesar la información de las subportadoras pares y_{even} e impares y_{odd} por separado, se retira el offset de la recibida, quedando sólo las componentes de señal y ruido.

La señal recibida en las subportadoras impares, y_{odd} , se compone de:

$$y_{odd} = x_{odd} + n_{odd,AWGN} + n_{odd,clipping} \quad (18)$$

Para recuperar la información transmitida, se necesita que el factor que define el offset sea el óptimo para producir que el ruido de *clipping* sea insignificante en el receptor. De esta manera, la señal y_{odd} , puede demodularse simplemente extrayendo las componentes impares de la salida de la FFT, Y_{odd} .

En la demodulación de las subportadoras pares, como bien se ha descrito previamente, se necesita cancelar la interferencia introducida por el *clipping* de la señal transmitida en las subportadoras impares. Para ellos, a la señal recibida y , se resta la señal y_{odd} reducida a cero, y se obtiene la estimación de la señal transmitida en las subportadoras pares:

$$\bar{y}_{even} = y - y_{odd} \quad (19)$$

Una vez se tiene \bar{y}_{even} , se aplica la FFT en donde \hat{Y}_{even} posee la información transmitida

en las subportadoras impares junto con el ruido de *clipping*:

$$\hat{Y}_{even} = x_{even} + n_{even,AWGN} + n_{even,clipping} \quad (20)$$

En la sección 7, se analizará mediante simulación el efecto del ruido de *clipping* en las prestaciones de BER y de potencia media transmitida del sistema

6.4. Comparativa con otras técnicas de modulación

Una vez realizado la descripción del nuevo sistema y el análisis de la señal, se compara las similitudes y diferencias que tiene respecto a los sistemas ya estudiados: ACO-OFDM, DCO-OFM y ADO-OFM. De esta manera, se estiman sus prestaciones, que más adelante se compararán con los resultados obtenidos mediante simulación en Matlab.

La técnica nueva propuesta, se caracteriza por generar la señal englobando aspectos del sistema DCO-OFDM y del sistema ACO-OFM, y por recuperar la señal siguiendo el modelo del receptor del sistema ADO-OFDM.

Si comparamos el proceso de transmisión del sistema planteado, se procesan los bloques de símbolos al igual que un sistema DCO-OFDM: se envía la información en todas las subportadoras, se realiza la simetría hermitica² y se añade un offset a la señal completa. La diferencia con el sistema DCO-OFDM está en la ecuación que define el offset a añadir. Cabe destacar que antes del diseño total del transmisor, se plantea la nueva fórmula del offset cómo método para reducir la potencia de transmisión. Sin embargo, al tratar finalmente la señal de transmisión igual que una señal DCO-OFDM, se concluye que

²En la descripción para generar la señal en el transmisor (véase la sección 6.3) se ha procedido a separar las portadoras pares e impares (al igual que en el sistema ADO-OFDM) para seguir una estructura ordenada con respecto al transmisor. No obstante, no habría cambios en la obtención de la señal x , si al vector S se le hubiera aplicado directamente la simetría hermitica (pero sin inserción de ceros).

ambas señales van a ser equivalentes, y por tanto la potencia no va ser reducida. Pese a ello, se decide mantener la fórmula como rasgo particular del nuevo sistema presentado. Al igual que en ACO-OFDM, se realiza el *clipping* de la señal antes de ser enviada por el canal. Sin embargo, el nivel de *clipping* en la nueva técnica es distinto de cero. Esto provoca que la amplitud de las portadoras impares no sea dividida entre un factor 2, pero se siga introduciendo ruido en las subportadoras impares.

En el sistema DCO-OFDM convencional también se realiza *clipping* en caso de existir valores negativos tras añadir el offset, ya sean en componentes pares/impares. Gracias al método de cancelación que realiza el transmisor, se elimina el ruido de *clipping* de las portadas impares que cae sobre las pares.

Por otro lado, respecto al sistema ADO-OFDM, la recuperación de las subportadoras pares se estima que en el sistema ADO-OFDM, puesto como se ha descrito en 5.3.4, difiere de 3 dB con respecto al DCO-OFDM convencional.

La estructura del receptor de la señal es muy similar al sistema ADO-OFDM, aunque el proceso de renegación de la señal no es exactamente el mismo. Para la recuperación de las portadoras impares, al igual que en ACO-OFDM y en ADO-OFDM, se extraen las subportadoras impares pero éstas no son multiplicadas por 2 en el momento de demodulación (debido al *clipping*). Respecto a las pares, se calcula la interferencia producida por las portadoras pero para ello se utiliza la señal y_{ood} en vez de la señal y_{ACO} del sistema ADO-OFDM. La señal Y_{even} , al igual que en ADO-OFDM, se compone de ruido de *clipping* siendo una estimación de los datos enviados.

6.5. Conclusiones

En este capítulo se propone una alternativa para la modulación de señales aplicadas a la transmisión óptica inalámbrica. Los principios básicos del nuevo sistema combinan aspectos de técnicas de modulación ya existentes para dar lugar a una optimización de las prestaciones de BER y/o de potencia media de transmisión respecto a dichas técnicas (ACO/DCO/ADO-OFDM).

Según el análisis y comparación llevados a cabo, se estiman las mejoras y diferencias de prestaciones que introduce la técnica propuesta respecto a los sistemas descritos:

- El sistema propuesto a diferencia del ACO-OFDM, tiene amplitudes de señal mayores, por tanto la potencia media de transmisión será mayor. Además, el *clipping* a cero del sistema ACO-OFDM produce que la señal no posea ruido de *clipping* en las portadoras impares, teniendo así mejores prestaciones en BER que el sistema propuesto. No obstante, el ancho de banda necesario para enviar N bloques de símbolos es el doble en ACO-OFDM que en el sistema propuesto.
- En relación al sistema DCO-OFDM, se estima que a igual velocidad de transmisión, el nuevo sistema da lugar a probabilidades de error de bit menores. Esta hipótesis se basa en la aplicación del nuevo método de cancelación de interferencia propuesto para el receptor.
- Por último, para el sistema ADO-OFDM, la parte ACO tendrá mejores prestaciones en BER que el nuevo sistema (puesto que el sistema ACO del ADO-OFDM y el ACO-OFM convencional poseen igual BER para mismas condiciones de modulación, véase 5.3.3). La parte DCO del ADO-OFM, sin embargo, se estima que tenga peores probabilidades de error. En términos de potencia, debido a que la parte ACO-OFDM presenta niveles muy bajos de potencia, el sistema ADO-OFDM

en su conjunto se espera que tenga valores más pequeños de potencia transmitida.

Todas las conclusiones anteriores serán comparadas mediante los resultados de la simulación del nuevo sistema en Matlab que se muestran en la siguiente sección 7.

7. Simulación en Matlab del sistema propuesto

En el capítulo anterior se ha descrito la propuesta de un nuevo sistema para las comunicaciones ópticas. Para conocer las prestaciones más importantes en este tipo de sistemas, la tasa de error de bit y la potencia de media de transmisión, se han realizado diferentes simulaciones en Matlab según tipo de modulación y número de subportadoras.

Las modulaciones utilizadas en las simulaciones son BPSK, QAM y 16-QAM. Respecto al número de subportadoras, se simulan bloques datos de $N=16$, 64 y 256 (igual a $2N$ subportadoras) debido a que son los apropiados para los sistemas OFDM aplicados a OWC.

El rendimiento del sistema propuesto depende del valor de un factor divisor (véase sección 6.2), el cual debe ser el adecuado para que el sistema ofrezca prestaciones óptimas de BER y de potencia de transmisión. Por este motivo, se realiza un análisis para fijar dicho valor. El análisis se lleva a cabo mediante simulaciones para cada modulación/ n^o subportadoras. Una vez conocido el factor óptimo, se comparan los resultados de las simulaciones del nuevo sistema con las prestaciones que ofrecen las técnicas anteriormente descritas.

7.1. Estudio del factor divisor óptimo para diferentes modulaciones

BPSK Para la modulación BPSK, se han utilizado los valores 2, 2.5 y 3 para la simulación de la probabilidad de error de bit. Dichos valores se eligen de manera aleatoria, comprobando qué primer valor de factor comenzaba a dar resultados convergentes.

A continuación se muestran las gráficas de la simulación BPSK: la figura 24, refleja el resultado para $N=16$; la figura 25, para $N=64$; y la figura 26, para $N=256$. En todas

ellas, el factor 2 es el primer factor que permite que la BER de nuestro sistema tienda a 0.

Por tanto, para la modulación BPSK se empleará el factor 2 para conocer las características óptimas del sistema.

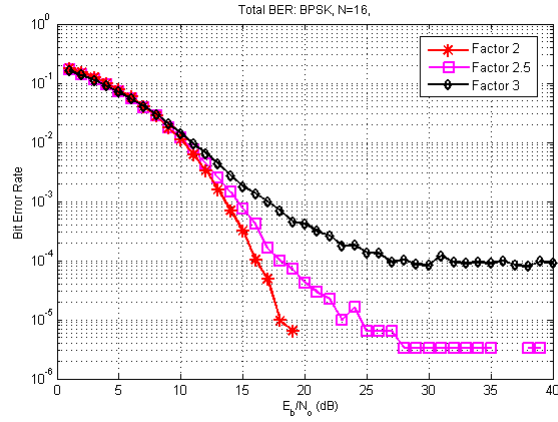


Figura 24: Gráfica de BER de BPSK, para $N=16$

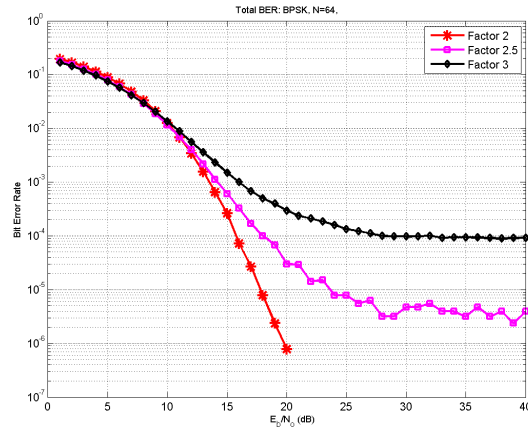


Figura 25: Gráficas de BER de BPSK, para $N=64$

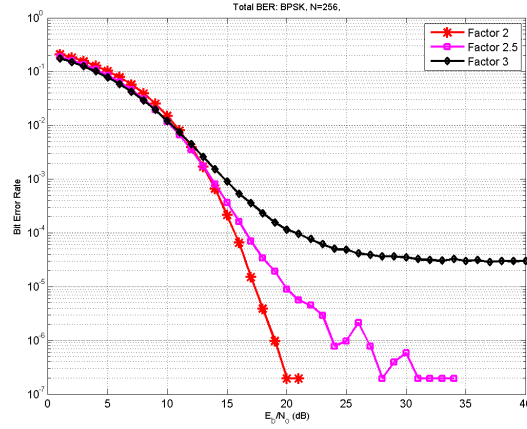


Figura 26: Gráfica de BER de BPSK, para N=256

QAM La modulación QAM sigue el mismo esquema que la modulación BPSK. Se eligen los valores de factor 2, 2.5 y 3 y se simula la BER para cada uno de ellos.

En las gráficas de BER 27, 28 y 29, resultados de la simulación, se puede observar cómo el factor 2 vuelve a ser el adecuado para cada valor de N. Con los otros valores simulados, 2.5 y 3, el sistema no llega a converger.

El factor con valor 2 será el utilizado para realizar las comparaciones y análisis con los demás sistemas.

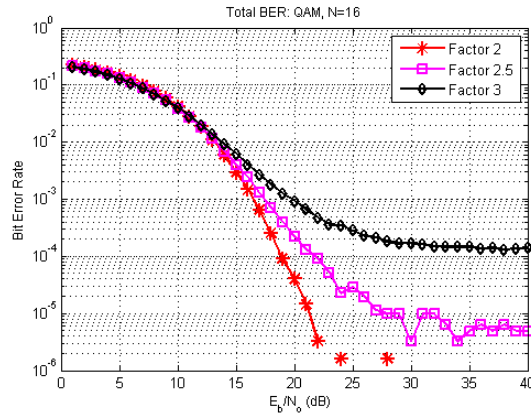


Figura 27: Gráfica de BER de QAM, para N=16

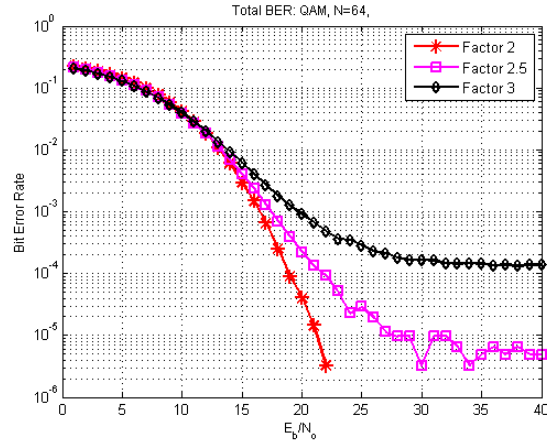


Figura 28: Gráfica de BER de QAM, para $N=64$

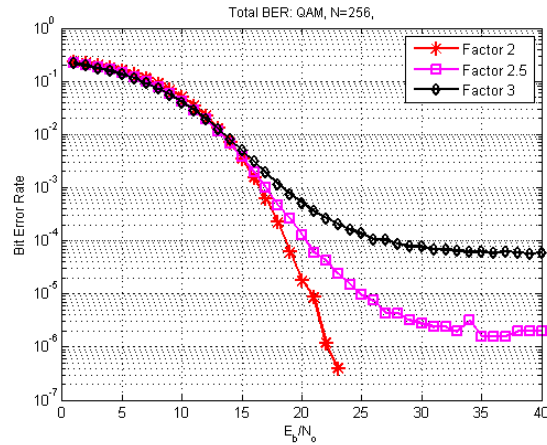
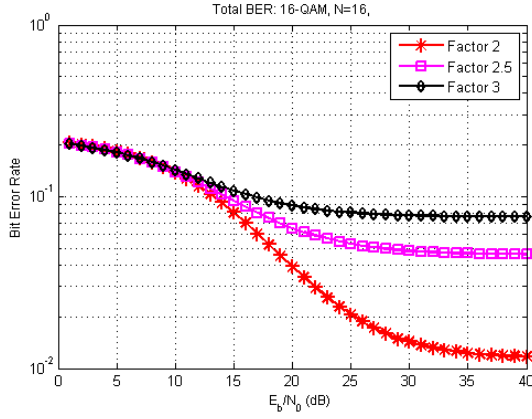


Figura 29: Gráfica de BER de QAM, para $N=256$

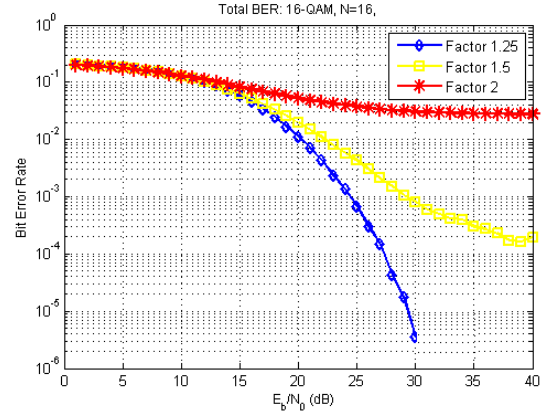
16-QAM Para la modulación 16-QAM, se emplean los mismos valores anteriores para la simulación mostrados. Sin embargo, según se puede apreciar en las figuras 30 y 31, ninguno de dichos valores permite que el error de bit del sistema para $N=16$, 64 y 256 tiendan a cero.

Después de obtener dichos resultados, se han elegido valores más bajos que 2, concretamente 1.5 y 1.75, para volver a realizar las simulaciones. Conforme a las subfiguras 30b, 31b y 32, el valor de factor 1.25 es el primer valor con el cual el sistema alcanza

una probabilidad cero de error. Del mismo modo que para BPSK y QAM, éste valor es común para todos los diferentes valores de N .

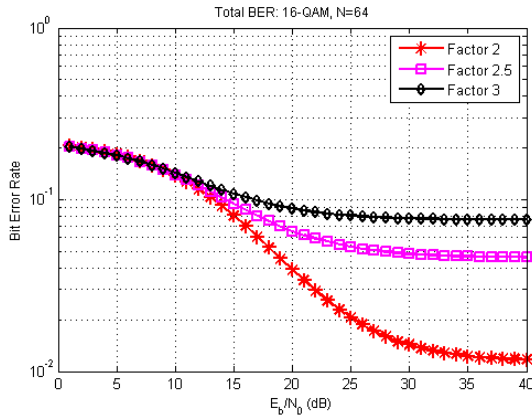


(a) BER con factores con valor 2,3 y 4

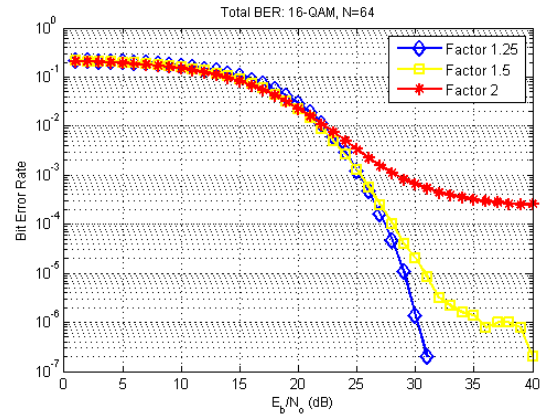


(b) BER con factores con valor 2, 1.5 y 1.75

Figura 30: Gráficas de BER de 16-QAM, $N=16$ para diferentes factores

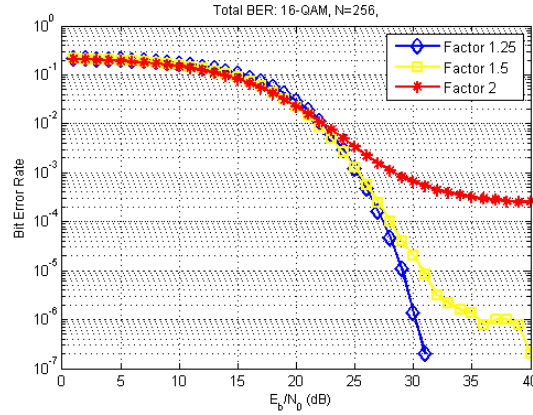


(a) BER con factores con valor 2,3 y 4



(b) BER con factores con valor 2, 1.5 y 1.75

Figura 31: Gráficas de BER de 16-QAM, $N=64$ para diferentes factores



(a) BER con factores con valor 2, 1.5 y 1.75

Figura 32: Gráficas de BER de 16-QAM, $N=256$ para diferentes factores

Tras estudiar el valor de factor óptimo adecuado, se concluye que las modulaciones BPSK y QAM convergen con un factor más alto que para 16-QAM. Este resultado tiene sentido, puesto que la modulación 16-QAM (fuera del rendimiento en el nuevo sistema) posee mayores probabilidades de error de bit que las modulaciones QAM y BPSK (las cuales tienen misma BER).

7.2. Análisis de prestaciones

A continuación se detallan los resultados obtenidos en las simulaciones de BER y potencia media de transmisión para el factor correspondiente a cada modulación analizada en 7.1.

7.2.1. BER

En las gráficas de la figura 33, se muestran las tasas de error de bit totales frente relación señal ruido. Cada gráfica hace referencia a una modulación (BPSK, QAM y 16-QAM) con valores diferentes de N .

Para BPSK, ver subfigura 33a, se aprecia que la BER para los valores de $N=16$, 64 y 256 coincide hasta el valor 15 dB de E_b/N_0 . Esto indica que la interferencia producida por el ruido afecta por el igual a la relación bits transmitidos/bits recibidos. Por el contrario, para valores más altos de $E_b/N_0 = 15$ dB hay tenues diferencias en la BER:

- Las probabilidades de error son menores para la transmisión de 256 bloques de datos. Además, este sistema es el primero en converger ($E_b/N_0 = 20$ dB).
- Referente a $N=64$, presenta valores de BER ligeramente menores al sistema con $N=16$ en el rango de $E_b/N_0 = [16, 19]$ dB. Para $E_b/N_0 = 19$ dB, presenta la misma probabilidad de error que $N=16$. Sin embargo, ambos sistemas convergen en el mismo valor de señal/ruido teniendo $N=64$ un valor mayor de BER.

En la subfigura 33b, se delimitan la BER para QAM. En este sigue una analogía parecida a la anterior. A partir del punto $E_b/N_0 = 19$ dB, las BER de los sistemas comienzan a discernir entre ellas:

- La BER del sistema $N=256$ posee valores sutilmente más altos y converge para un valor de $E_b/N_0 = 33$ dB. Este valor de convergencia es más alto que para $N=16$ y $N=32$.
- Las tasas de error de $N=16$ y $N=64$ siguen la misma analogía de BPSK: las dos convergen con probabilidades de error muy parecidas, estando la tasa de $N=16$ ligeramente por encima.

Por último, las gráficas de BER para 16-QAM aparecen en 33c. Al igual que para las modulaciones anteriores, las probabilidades de error entre los valores diferentes de N son casi iguales (para $N=256$ un poco mayores). Tras el punto $E_b/N_0 = 30$ dB, cabe destacar que el sistema $N=256$ converge para mayor relación señal ruido que los otros dos sistemas.

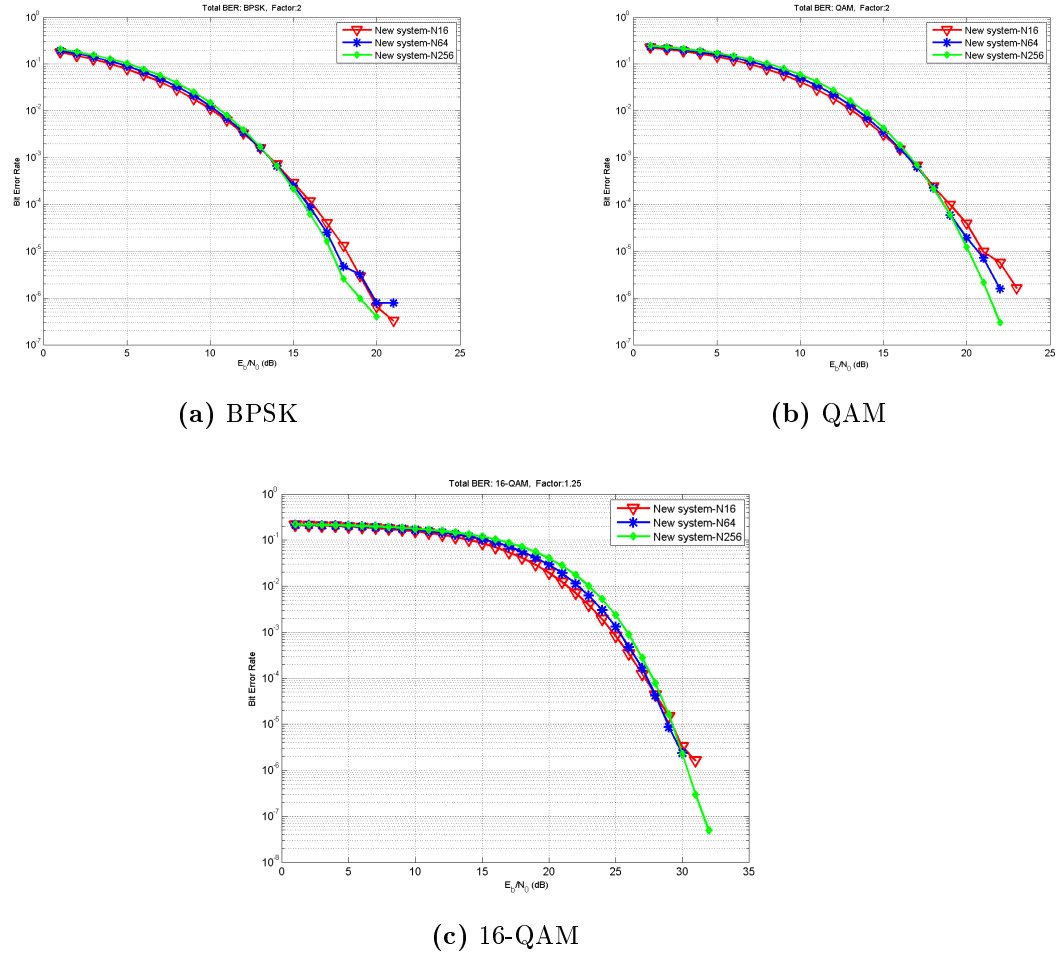


Figura 33: Gráficas de BER para diferentes modulaciones

Por otro lado, la figura 34 muestra en cada gráfica el resultado de BER para un valor fijo de N , pero variando la modulación. Como era de esperar, BPSK posee mejores prestaciones de BER en todos los casos.

En general, se puede concluir que la diferencia en BER entre diferentes valores de N para una misma modulación es muy pequeña. Por tanto, en términos de bits transmitidos/bits recibidos es óptimo utilizar un número de portadoras alto (ejemplo: $N=256$, n^0 subportadoras=512).

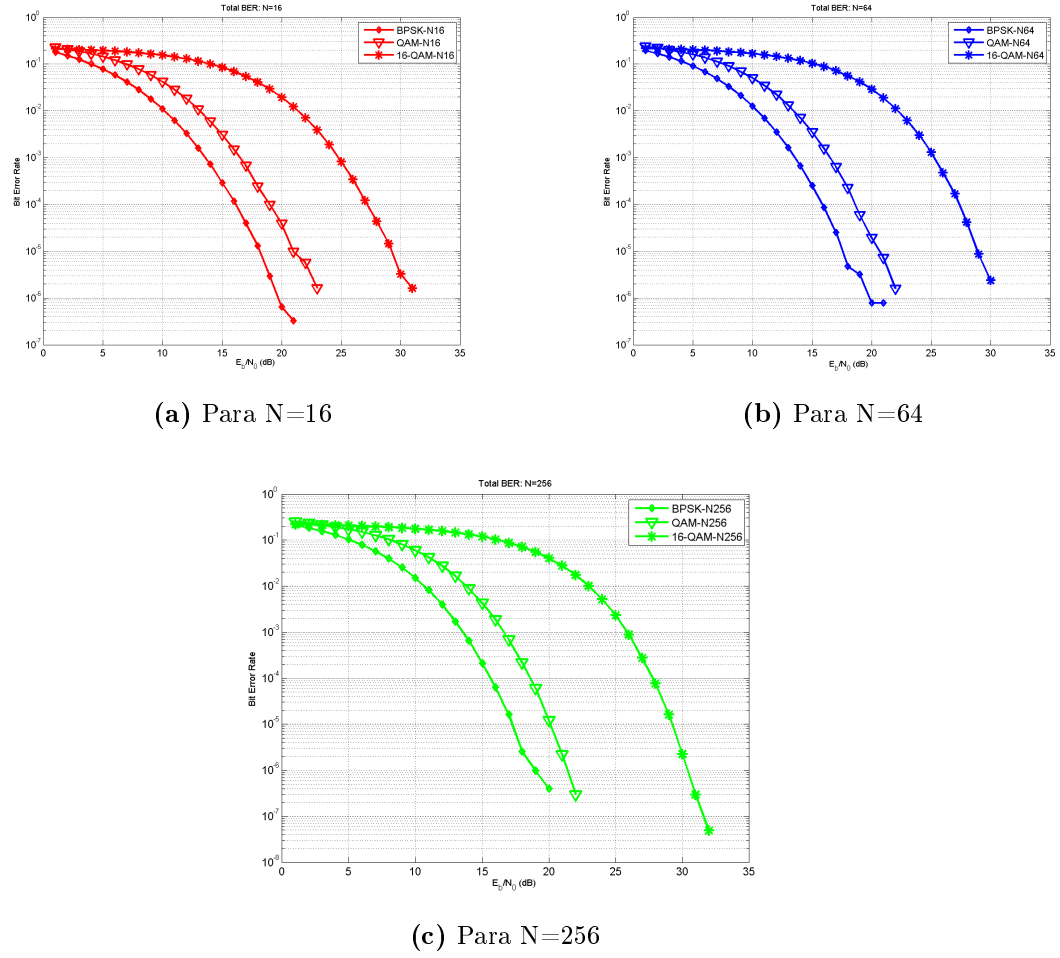


Figura 34: Gráficas de BER para diferentes valores de N

7.2.2. Potencia media de transmisión

La tabla 6, especifica los valores de la potencia media de transmisión obtenidos en las simulaciones de cada modulación para cada valor de N .

Como se esperaba, la potencia aumenta al aumentar el número de datos transmitidos (N). Esta diferencia es más baja si utilizamos una modulación con menor número de símbolos, ya que los símbolos varían entre magnitudes menores.

Modulación/Bloques de datos	N=16	N=64	N=256
BPSK	2,14	2,75	3,36
QAM	4,69	6,00	7,30
16-QAM	45,92	62,12	78,43

Tabla 6: *Potencia media de transmisión (W)*

7.3. Comparación de resultados con otras técnicas de modulación

En los siguientes apartados se realiza una comparación de las prestaciones del sistema propuesto con las técnicas de modulación ya existentes. De esta manera, se sacarán las conclusiones finales sobre el escenario propuesto.

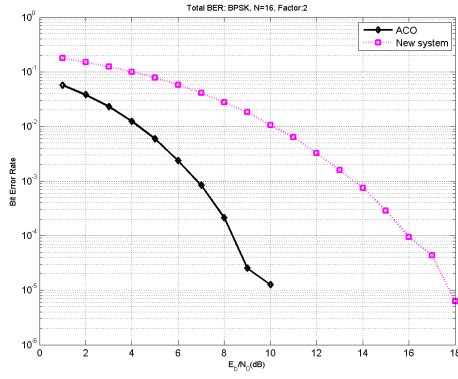
7.3.1. Comparación de BER

Sistema ACO-OFDM Para simulación de ACO-OFDM se emplean los bits transmitidos en las portadoras impares del sistema propuesto. De este modo, se tiene el mismo número de subportadoras para el envío de datos³. Para la comparación entre los sistemas se emplea la probabilidad de error del sistema ACO-OFDM con la tasa de error de las subportadoras impares del sistema propuesto.

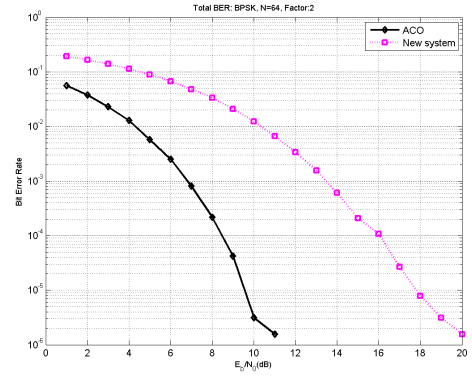
Como bien se aprecia en las figuras 35, 36 y 37, el sistema ACO-OFDM presenta mejores prestaciones que el sistema planteado en todos los casos. Este resultado sigue las expectativas previstas ya que en el sistema ACO-OFDM no hay interferencia en las subportadoras que trasmiten la información. Esta diferencia con el sistema planteado determina que la tasa de error de bit llegue a cero para valores más bajos de E_b/N_0 .

³Si tenemos que $N_{ACO} = N_{nuevo\ sistema}/2$, el ancho de banda de ACO es $4N_{ACO} = 2N_{nuevo\ sistema}$ (igual que el sistema planteado)

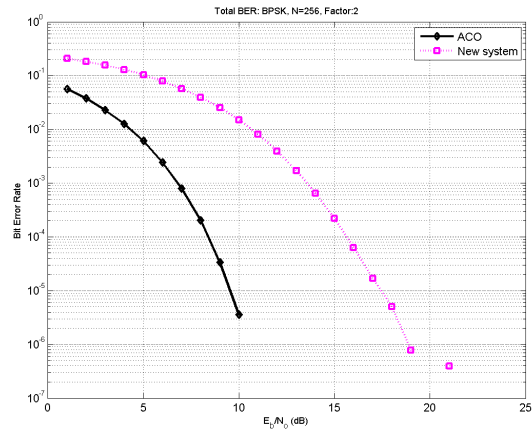
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación



(a) Para N=16



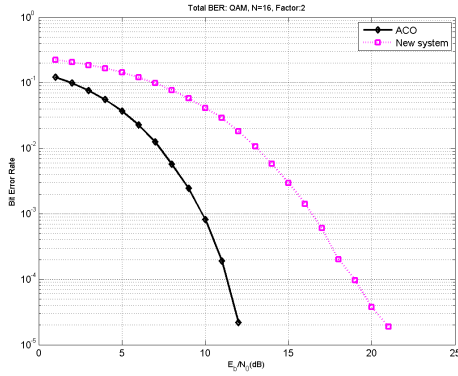
(b) Para N=64



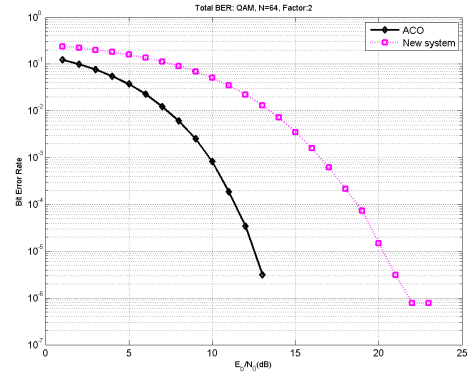
(c) Para N=256

Figura 35: Gráficas de BER de ACO-OFDM y del nuevo sistema para BPSK

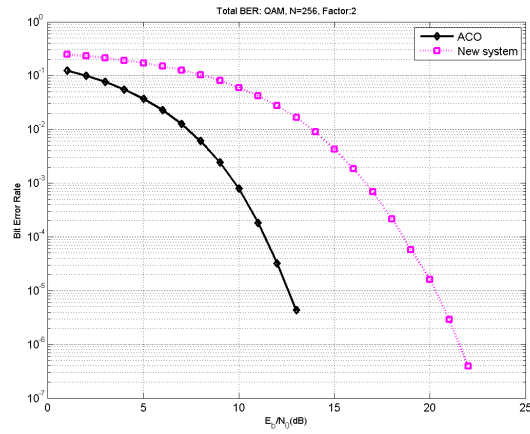
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación



(a) Para $N=16$



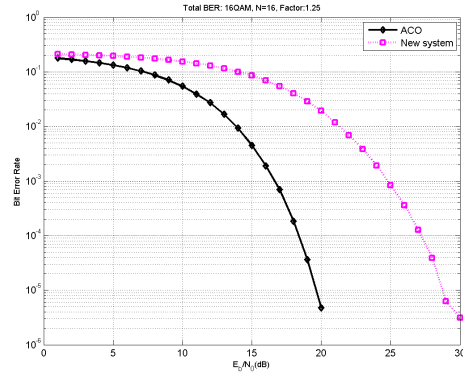
(b) Para $N=64$



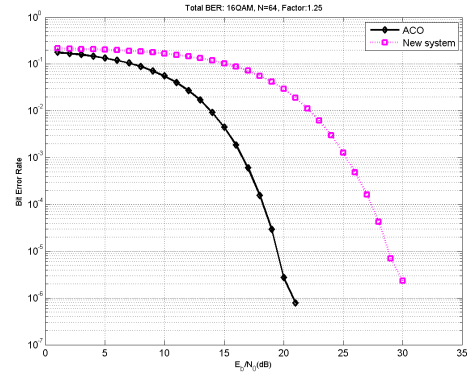
(c) Para $N=256$

Figura 36: Gráficas de BER de ACO-OFDM y del nuevo sistema para QAM

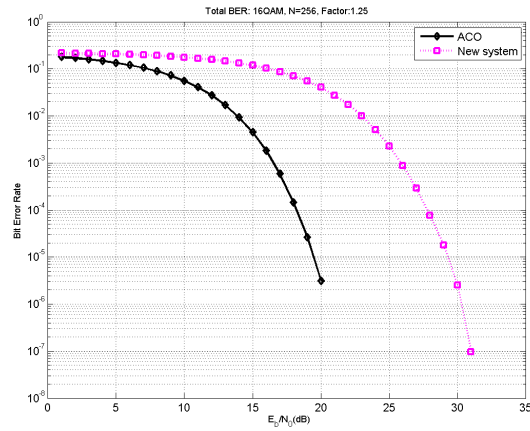
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación



(a) Para $N=16$



(b) Para $N=64$



(c) Para $N=256$

Figura 37: Gráficas de BER de ACO-OFDM y del nuevo sistema para 16-QAM

Sistema DCO-OFDM Para comparar el escenario nuevo con el DCO-OFM, primero se calcula el offset (en dB) definido para DCO-OFDM (véase sección 5.3.2) al correspondiente factor, 2 o 1.25 (dependiendo si es BPSK/QAM/16-QAM) del nuevo sistema. Para ello igualamos el valor de los offsets de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} offset_{dco} &= offset_{nuevo\ sistema} \\ \mu \sqrt{E\{x(t)^2\}} &= \frac{abs(min(x))}{factor} \\ \mu &= \frac{abs(min(x))}{factor \times \sqrt{E\{x(t)^2\}}} \end{aligned} \quad (21)$$

De este modo, se conocen las prestaciones del DCO-OFDM con el offset equivalente de nuestro sistema. En la tabla 7, se recogen los valores de μ de DCO-OFDM que dan lugar a iguales offsets entre DCO y el sistema propuesto.

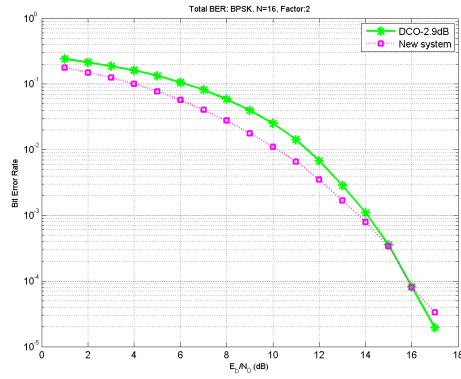
Una vez establecido el valor del offset de DCO, se utiliza un flujo de bits para generar la señal DCO-OFDM y la señal de nuevo sistema. Para comparar las tasas de error de bits, se emplean las subportadoras pares de la nueva alternativa, con la señal DCO transmitida. Nota: para dicha comparación se ha tenido en cuenta la diferencia en n^0 de bits para el cálculo de BER. Para la BER del DCO se tienen $N_{bits} = m * (2N - 1)$ y para las subportadoras pares sólo $N_{bits} = m(N - 1)$, en donde N el número de símbolos y m son los bits por símbolo.

Los resultados de las simulaciones se observan en las figuras 38, 39 y 40. Según lo estimado en la sección 6.5, las gráficas de BER muestran que el sistema propuesto posee menor probabilidad de error para todos los casos simulados. Por tanto, se demuestra que el método de cancelación de interferencia mejora la estimación de los datos en las subportadoras pares con respecto a un demodulador de DCO-OFDM convencional.

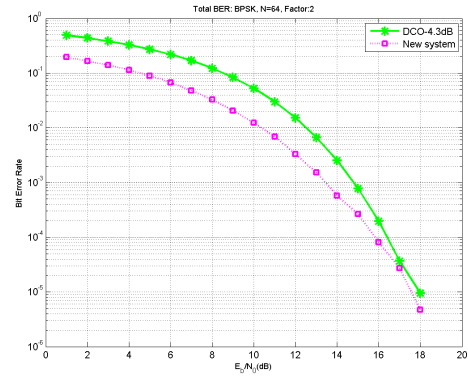
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación

Modulación/Bloques de datos	N=16	N=64	N=256
BPSK- Factor 2	3,42	4,38	5,25
QAM-Factor 2	3,82	4,78	5,59
16-QAM- Factor 1.25	6,60	7,85	8,87

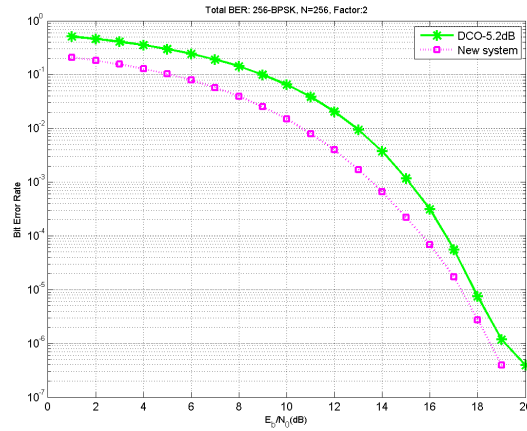
Tabla 7: Valores de offset de DCO-OFDM (dB)



(a) Para N=16



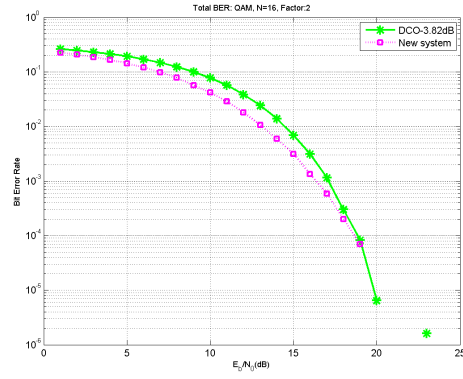
(b) Para N=64



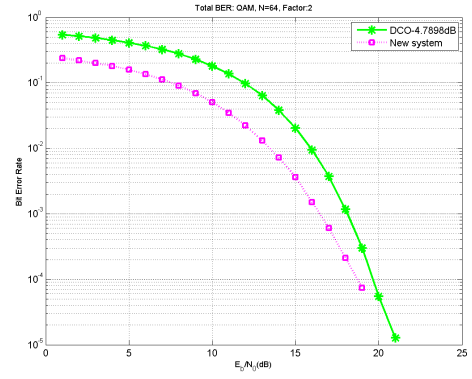
(c) Para N=256

Figura 38: Gráficas de BER de DCO-OFDM y del nuevo sistema para BPSK

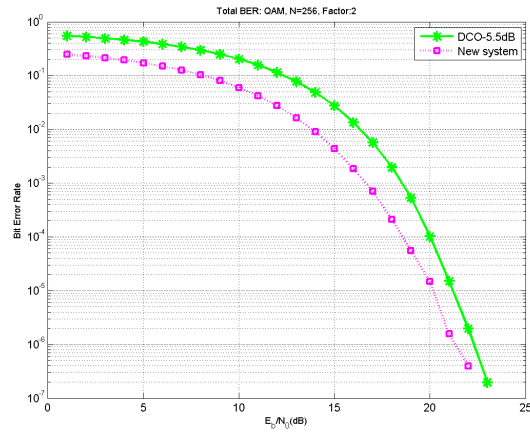
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación



(a) Para $N=16$



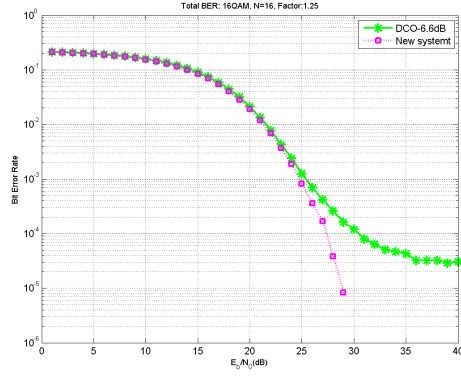
(b) Para $N=64$



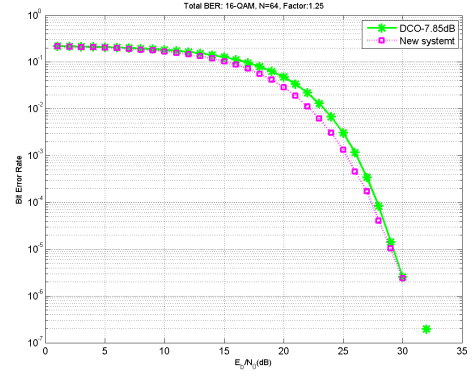
(c) Para $N=256$

Figura 39: Gráficas de BER de DCO-OFDM y del nuevo sistema para QAM

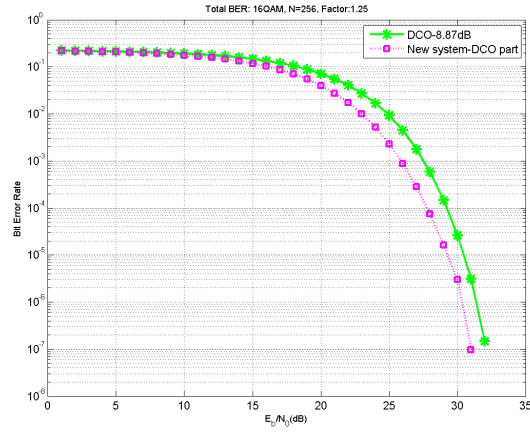
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación



(a) Para N=16



(b) Para N=64



(c) Para N=256

Figura 40: Gráficas de BER de DCO-OFDM y del nuevo sistema para 16-QAM

Sistema ADO-OFDM La comparación con el sistema ADO-OFDM se realiza igual que en las figuras 16 y 17 de la sección 5.3. Se muestran las probabilidades de error de bit de la parte DCO del sistema ADO-OFDM y de la parte DCO o de las subportadoras pares del nuevo sistema. Los offset empleados son los mismos que para DCO-OFDM (ver tabla 7)⁴.

Las simulaciones determinan que el nuevo sistema tiene menores probabilidades de error de bit. Este resultado era de esperar puesto que el sistema la parte DCO del sistema ADO-OFDM tienen peores probabilidades de error que el sistema DCO-OFDM convencional.

Por otro lado, se muestra que la introducción del método de cancelación en el nuevo sistema no penaliza la estimación de las receptoras pares como en el ADO-OFDM, sino que lo mejora con respecto al DCO-OFDM. Esto se debe a que en nuestro sistema, el ruido de *clipping* por parte de las subportadoras impares es menor al introducido por la parte ACO del sistema ADO-OFDM. En el sistema ADO, se reducen las subportadoras impares negativas a cero (niveles de ruido altos), en cambio en el sistema propuesto el recorte es menor debido al offset previo añadido.

Las figuras 41, 42 y 43, representan los resultados obtenidos.

7.3.2. Comparación de potencia media de transmisión

En las siguientes tablas, 8 y 9, se indican la potencia de transmisión media obtenida en cada simulación para DCO-OFDM y ADO-OFDM⁵. De este modo, se compara con los datos mostrados en la tabla 6 relativos a la potencia de transmisión media del nuevo sistema.

⁴No se realiza la comparación con la parte ACO del ADO-OFDM puesto que posee la misma BER que el sistema ACO-OFM convencional.

⁵Se obvia mostrar los datos obtenidos de potencia de ACO-OFDM porque debido a las características del sistema posee valores muy bajos no comparables con el nuevo escenario.

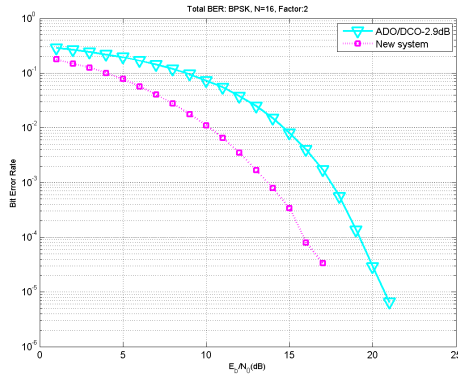
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación

Modulación/Bloques de datos	N=16	N=64	N=256
BPSK	2,08	2,70	3,32
QAM	4,59	5,92	7,20
16-QAM	44,20	60,52	77,00

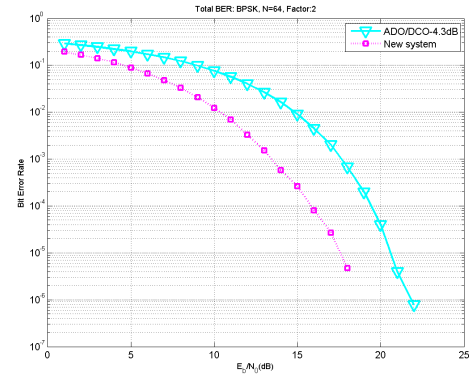
Tabla 8: Potencia media de transmisión de DCO-OFDM (W)

Modulación/Bloques de datos	N=16	N=64	N=256
BPSK	1,7	2,12	2,52
QAM	3,68	4,60	5,40
16-QAM	31,20	41,48	51,22

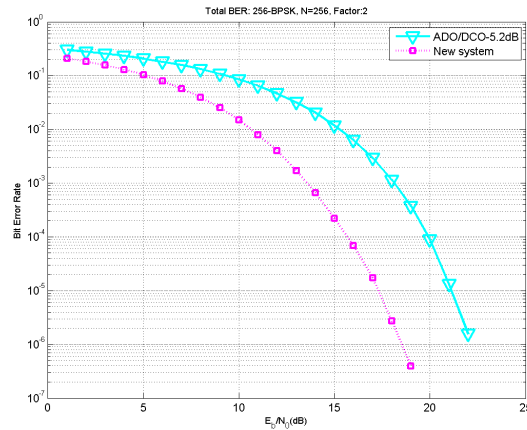
Tabla 9: Potencia media de transmisión de ADO-OFDM (W)



(a) Para N=16



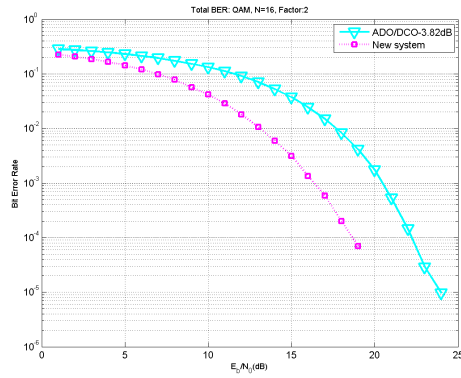
(b) Para N=64



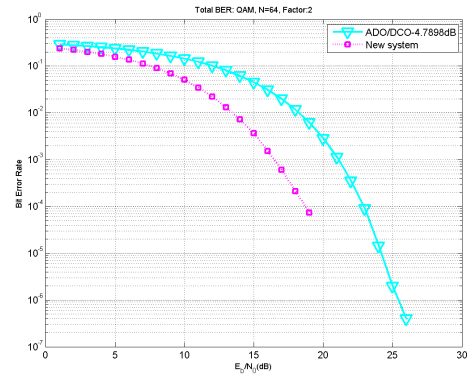
(c) Para N=256

Figura 41: Gráficas de BER de ADO-OFDM y del nuevo sistema para BPSK

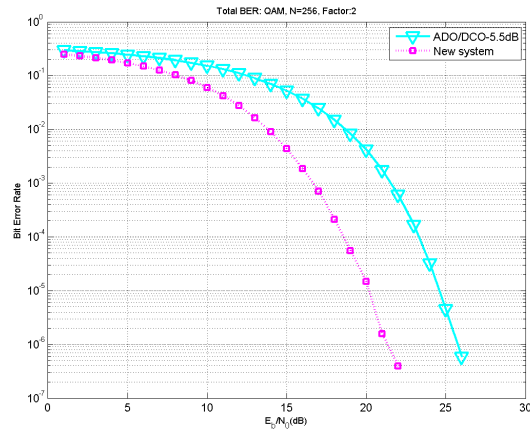
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación



(a) Para $N=16$



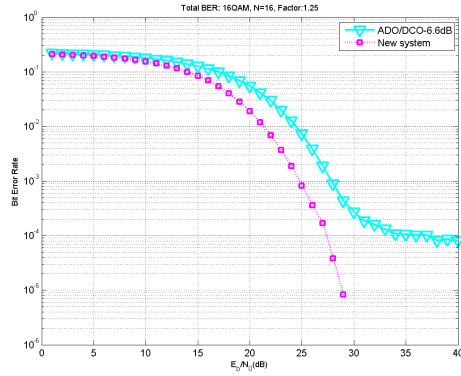
(b) Para $N=64$



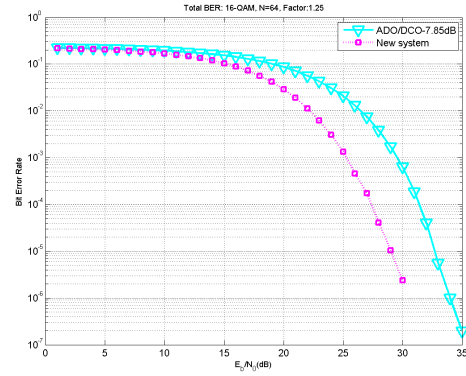
(c) Para $N=256$

Figura 42: Gráficas de BER de ADO-OFDM y del nuevo sistema para QAM

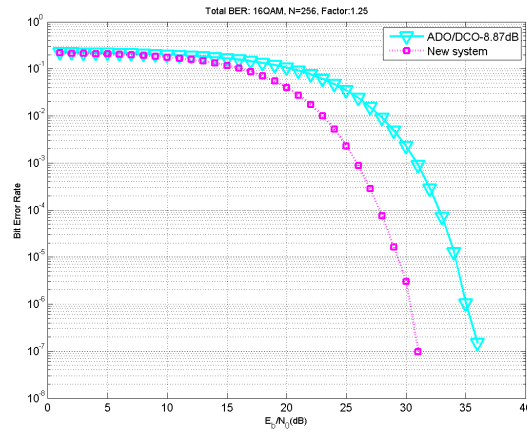
7.3 Comparación de resultados con otras técnicas de modulación



(a) Para N=16



(b) Para N=64



(c) Para N=256

Figura 43: Gráficas de BER de ADO-OFDM y del nuevo sistema para 16-QAM

Tras estos resultados, el sistema planteado posee valores de potencia mayores al sistema ADO-OFDM. Esto es debido a la componente ACO del OFDM, cuyos valores de amplitud son menores y por tanto, dan lugar a niveles de potencia más bajos que en nuestro sistema.

En relación con el DCO-OFDM, los datos obtenidos son muy cercanos. La diferencia es tan pequeña que se estima que ambos poseen mismas potencias en iguales escenarios de modulación y de número de transmisión de datos. Esta equivalencia en potencias era de esperar puesto que la señal DCO-OFDM y la señal del nuevo sistema se generan

mediante el mismo procedimiento. La única variación es la definición del offset que se propone cómo alternativa a la fórmula convencional (véase la ecuación 11).

7.4. Conclusiones

Según el análisis y la comparación detallados anteriormente, se establece que la alternativa planteada mejora las prestaciones de BER de los sistemas DCO-OFDM y ADO-OFDM. Como consecuencia, se infiere que el método de cancelación llevado a cabo en el receptor, estima el ruido de *clipping* por parte de las portadoras impares. Esto permite demodular de los datos con menor error que el sistema DCO-OFDM.

Respecto la potencia, el nuevo sistema posee niveles similares a los que tiene la técnica DCO-OFDM y mayores a los del sistema ADO-OFDM. Como se ha mencionado anteriormente, este resultado sigue las estimaciones esperadas debido a que la generación de la señal sigue los mismos pasos que en el DCO-OFDM. La única diferencia es la fórmula para calcular el offset, sin embargo ésta no altera en la potencia de transmisión del sistema. Por tanto, la nueva definición de offset se plantea como una alternativa a la actual.

Tras mencionar los anteriores puntos, se concluye que la alternativa propuesta sigue con los objetivos específicos fijados: mejorar alguna de las prestaciones de los sistemas OFDM para las comunicaciones ópticas.

8. Conclusiones y Futuras investigaciones

Para terminar el proyecto, se reflexiona sobre todos los resultados presentados en los capítulos anteriores para dar lugar a una conclusión general. Asimismo, se analizan los nuevos campos de trabajo que pueden investigarse en el futuro tras el estudio de este proyecto.

8.1. Conclusión general

Este Trabajo de Fin de Grado presenta un nuevo escenario de modulación de OFDM para las comunicaciones ópticas inalámbricas. El sistema planteado combina aspectos de las técnicas de OFDM ya existentes. Los cambios realizados para diseñar el sistema se basan en la introducción del método de cancelación utilizado en la técnica ADO-OFM pero adaptado a las características de transmisión del sistema propuesto.

Previo al planteamiento y diseño del sistema se llevó a cabo un profundo análisis sobre las técnicas ya existentes. Este proceso de investigación en la materia fue largo ya que en él se basaría el contenido principal del proyecto.

En el tiempo de duración del proyecto, se estudiaron otras dos alternativas que concluyeron con resultados no satisfactorios. Por tanto, se presenta el sistema que finalmente da resultados satisfactorios.

Referente a los objetivos específicos, el sistema presentado resulta tener prestaciones mejores al sistema DCO-OFDM convencional. En cuanto al objetivo general del proyecto, se sigue ya que con la alternativa planteada se contribuye a la investigación y al avance en el campo de OWC. Por tanto, se satisfacen todos los objetivos fijados al principio del proyecto.

Como reflexión general, gracias a la elaboración de este trabajo se conocieron todas las

fases propias de un proyecto de investigación de tal medida, al mismo tiempo que se llegó a una nueva aportación al campo de las comunicaciones ópticas inalámbricas.

8.2. Futuras investigaciones

A partir de este trabajo de fin de grado se puede seguir planteando variantes del modelo propuesto como futuras investigaciones principales. Sería interesante seguir probando combinaciones de diferentes técnicas OFDM para mejorar sus prestaciones.

A continuación, se detallan los posibles proyectos a llevarse a cabo como líneas futuras:

- Realizar un estudio sobre la aplicación del método de cancelación de interferencia aplicado a otros sistemas OFDM que también existen en la literatura.
- Analizar cómo varía el rendimiento del receptor presentado en diferentes canales OWC indoor. De esta forma se compararían sus prestaciones teniendo en cuenta efectos reales como los movimientos en la sala, efectos de sombras, efectos de distorsión en la recepción de la señal.
- Estudiar la aplicación de algoritmos de reducción de PAPR en el sistema transmisor (ya sea DCO-OFDM u otros posibles), diferente al *clipping*, para conocer el comportamiento del receptor. Sería interesante comparar en esta situación las prestaciones del sistema presentado con el DCO-OFDM convencional.
- Estudiar algoritmos de sincronización y de codificación de errores para incluirlos en el sistema de transmisor y analizar el rendimiento del receptor propuesto. Al igual que en el punto anterior, se conocerían las diferencias entre el receptor sin método de cancelación y el propuesto en este proyecto.

A. Apéndice

Cronograma y presupuesto del proyecto

En este apartado se presenta un diagrama de Gannt en el cual se detallan las tareas, fases e hitos que se han realizado en este proyecto según la metodología y planificación expuestas en la sección, véase la figura 44. Del mismo modo se muestra el presupuesto total del proyecto en la tabla 12.

En el presente Trabajo de Fin de Grado se distinguen 4 fases principales, las cuales se han realizado mayoritariamente en paralelo, siendo: redacción de la memoria, estudio y diseño de los sistemas, simulaciones y análisis de resultados. Cada fase se compone por diferentes tareas.

La gestión del proyecto se llevó a cabo mediante el software de Microsoft Project 2013. Gracias a él, se controlaron las horas de trabajo, el seguimiento de tareas completadas, costes, recursos entre otros. A partir de la figura 44, se obtiene el diagrama de Gannt mostrado en la figura 45.

En la realización del proyecto ha trabajado la alumna Paula García y Víctor Gil como tutor. Mediante el software empleado, se asignan los recursos estimados (personal implicado en el desarrollo) para cada una de las tareas mostradas en el diagrama de Gannt (véase la figura 45). Del mismo modo, se añade una tasa fija por hora a cada recurso, en este caso: 15,00€/h y 40€/h para Paula y Víctor. Con estos datos y las horas de trabajo por recurso que proporciona MS Project (teniendo en cuenta una jornada de 8h al día), se calcula el coste final del personal. En la tabla 10, se presenta el total de horas realizadas por cada recurso, el precio por hora de cada uno de ellos y el coste total, siendo de 12.608€.

Nombre de tarea ▼	Duración ▼	Comienzo ▼	Fin ▼	Predecesoras ▼
▣ Trabajo Fin de Grado	173 días	lun 27/01/14	mié 24/09/14	
▣ Memoria	173 días	lun 27/01/14	mié 24/09/14	
Recopilar bibliografía OWC y OFDM	14 días	lun 27/01/14	jue 13/02/14	
Redactar estado del arte	9 días	jue 13/02/14	mar 25/02/14	3
Redactar capítulo 3	2 días	jue 27/02/14	vie 28/02/14	4
Supervisión memoria	1 día	mar 04/03/14	mar 04/03/14	
Recopilar info sobre técnicas OFDM para OWC	4 días	mié 05/03/14	lun 10/03/14	6
Correcciones memoria	5 días	mié 05/03/14	mar 11/03/14	6
Redactar capítulo 4	10 días	lun 19/05/14	vie 30/05/14	20
Redactar capítulo 5	4 días	vie 05/09/14	mié 10/09/14	30
Redactar capítulo 6	2 días	jue 11/09/14	lun 15/09/14	10
Redactar capítulo 7 e introducción	1 día	lun 15/09/14	lun 15/09/14	11
Redactar resúmenes en inglés	2 días	mar 16/09/14	jue 18/09/14	12
Revisión de bibliografía, estilo y formato	1 día	vie 19/09/14	mar 23/09/14	13
Supervisión memoria II	1 día	lun 22/09/14	lun 22/09/14	14
Corrección final memoria	1 día	mar 23/09/14	mar 23/09/14	15
Entrega de la memoria final	0 días	mié 24/09/14	mié 24/09/14	16
▣ Estudio y Diseño	103 días	mar 11/03/14	jue 31/07/14	
Estudio sobre Matlab aplicado a OWC-OFDM	19 días	mar 11/03/14	vie 04/04/14	7
Estudio y análisis de ACO/DCO/ADO OFDM	24 días	mar 15/04/14	vie 16/05/14	19
Estudio y análisis de sistemas alternativos	30 días	mar 27/05/14	lun 07/07/14	
Diseño de alternativas en Matlab	14 días	lun 07/07/14	jue 24/07/14	21
Supervisión de alternativas	9 días	vie 18/07/14	mié 30/07/14	21
▣ Simulaciones	15 días	mié 30/07/14	mar 19/08/14	
De sistemas alternativos	6 días	mié 30/07/14	mié 06/08/14	22
Del programa principal	4 días	mié 13/08/14	mar 19/08/14	22
▣ Análisis de resultados	10 días	lun 25/08/14	vie 05/09/14	
Análisis de resultados de las alternitvas	2 días	lun 25/08/14	mar 26/08/14	25
Comprobación de obj. específicos	0 días	jue 28/08/14	jue 28/08/14	28
Comparación de resultados con ACO/DCO/ADO OFDM	6 días	jue 28/08/14	vie 05/09/14	26
Comprobación de obj. generales	0 días	vie 05/09/14	vie 05/09/14	30

Figura 44: Duración del proyecto, las fases, tareas y subtareas en días laborales (Microsoft Project)

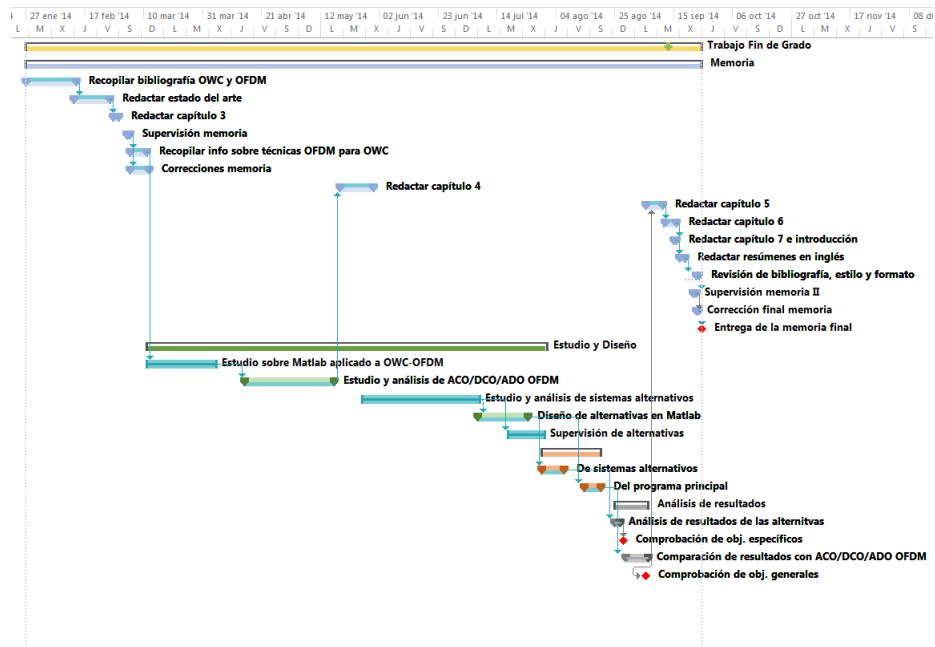


Figura 45: Diagrama de Gantt

Recurso	Horas de trabajo	Precio (€)/h	Coste Total
Víctor Gil	17,6	40	704 €
Paula García	793,6	15	11.904 €
TOTAL			12.608 €

Tabla 10: *Cálculo de costes de recursos*

EQUIPOS					
Descripción	Precio de Facturación (€)	Dedicación en proyecto (%)	Tiempo de uso (meses)	Período de depreciación (meses)	Coste Imputable (€)
Ordenador	1.000	100	8	60	133,333
Licencia de Matlab ⁷	7.500	100	4	60	500
Licencia de Microsoft Project 2013	1.369	100	8	60	182,533
TOTAL					815,867

Tabla 11: *Coste de los equipos utilizados*

Por último, se analiza los costes de utilización de equipos en la tabla 11. Para el cálculo de los costes se tiene en cuenta también el período de depreciación. Por tanto, se utiliza la fórmula 22 para obtener los costes del equipo/material, en la cual A es el número de meses de uso, B el período de depreciación, P el precio de facturación y D el porcentaje de dedicación en tanto por 1.

$$C = \frac{A}{B} \times P \times D \quad (22)$$

Con todos los costes calculados que conllevan la realización del proyecto, se presenta el

⁷Incluido paquete de procesamiento de señal y DSP necesarios para el proyecto

presupuesto en la tabla 12.

Descripción	Costes Totales (€)
Personal	12.608,00
Equipos	815,867
TOTAL	7.027,117

Tabla 12: *Presupuesto total del proyecto*

Referencias

- [1] Md Ibrahim Abdullah, Md Zufiker Mahmud, Md Shamim Hossain, and Md Nurul Islam. Comparative study of papr reduction techniques in OFDM. *ARPJ journal of systems and software*, 1(8):263–269, 2011.
- [2] Kodzovi Acolatse, Yeheskel Bar-Ness, and Sarah Kate Wilson. Novel Techniques of Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Optical Wireless Communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2011:4, 2011.
- [3] ANSI. American national standards institute. Available at: <http://www.ansi.org/Default.aspx>.
- [4] Jean Armstrong. OFDM for optical communications. *Journal of lightwave technology*, 27(3):189–204, 2009.
- [5] Jean Armstrong and AJ Lowery. Power efficient optical OFDM. *Electronics Letters*, 42(6):370–372, 2006.
- [6] Jean Armstrong and Brendon Schmidt. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN. *Communications Letters, IEEE*, 12(5):343–345, 2008.
- [7] Antonio Artes, F Pérez, J Cid, R López, C Mosquera, and F Pérez. Comunicaciones digitales, 2007.
- [8] Infrared Data Association. Irda global market report, 2007. Available at: <http://www.irda.org>.
- [9] AC Boucouvalas and Z Ghassemlooy. Optical wireless communications. In *Optoelectronics, IEE Proceedings-*, volume 147, pages 279–280. IET, 2000.

- [10] Anthony C Boucouvalas and Pi Huang. OBEX over IrDA: performance analysis and optimization by considering multiple applications. *Networking, IEEE/ACM Transactions on*, 14(6):1292–1301, 2006.
- [11] Russell W Burns. *Communications: an international history of the formative years*, volume 32. IET, 2004.
- [12] U.S. Food CDRH and Drug Administration. Radiation safety. Available at: <http://www.fda.gov/Radiation-EmittingProducts/RadiationSafety/default.htm>.
- [13] CENELEC. - standards development. Available at: <http://www.cenelec.eu>.
- [14] Jian Dang, Zaichen Zhang, and Liang Wu. A novel receiver for ACO-OFDM in visible light communication. 2013.
- [15] Patricia Daukantas. Optical wireless communications: The new 'hot spots'? *Optics and Photonics News*, 25(3):34–41, 2014.
- [16] Sarangi D Dissanayake, Kusha Panta, and Jean Armstrong. A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in im/dd systems. In *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2011 IEEE*, pages 782–786. IEEE, 2011.
- [17] Hany Elgala, Raed Mesleh, and Harald Haas. Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art. *Communications Magazine, IEEE*, 49(9):56–62, 2011.
- [18] Zabih Ghassemlooy, Wasiu Popoola, and Sujan Rajbhandari. *Optical wireless communications: system and channel modelling with Matlab®*. CRC Press, 2012.
- [19] Steve Hranilovic. *Wireless optical communication systems*. Springer, 2005.

- [20] IEC. International electrotechnical commission. Available at: <http://www.iec.ch/index.htm>.
- [21] Joseph M Kahn and John R Barry. Wireless infrared communications. *Proceedings of the IEEE*, 85(2):265–298, 1997.
- [22] Pure Li-Fi. Li-fi technologies. Available at: <http://purelifi.com/li-fi-mobile-world-congress-2014/>.
- [23] Raed Mesleh, Hany Elgala, and Harald Haas. On the performance of different OFDM based optical wireless communication systems. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA Journal of*, 3(8):620–628, 2011.
- [24] Ersoy Oz. A comparison of timing methods in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. Technical report, DTIC Document, 2004.
- [25] William Shieh and Ivan Djordjevic. *Orthogonal frequency division multiplexing for optical communications*, volume 14. Academic Press, 2010.
- [26] Chaturi Singh, Joseph John, YN Singh, and KK Tripathi. A review of indoor optical wireless systems. *IETE Technical Review*, 19(1/2):3–18, 2002.